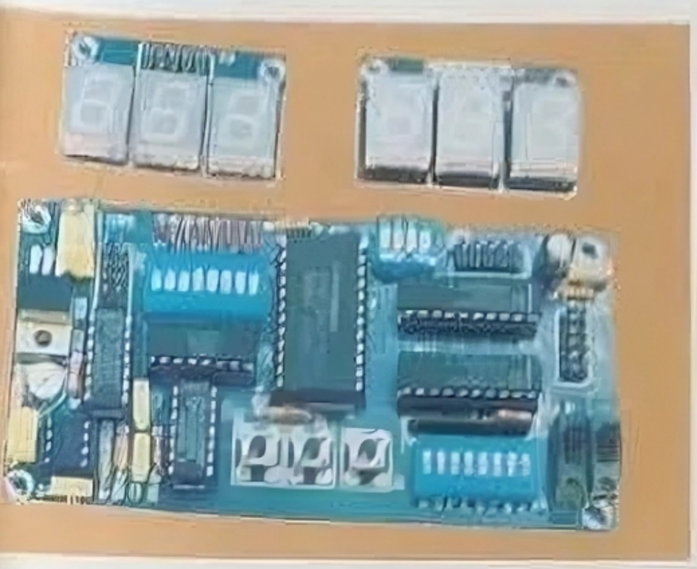
WZMACNIACZ KLASY D

6/98

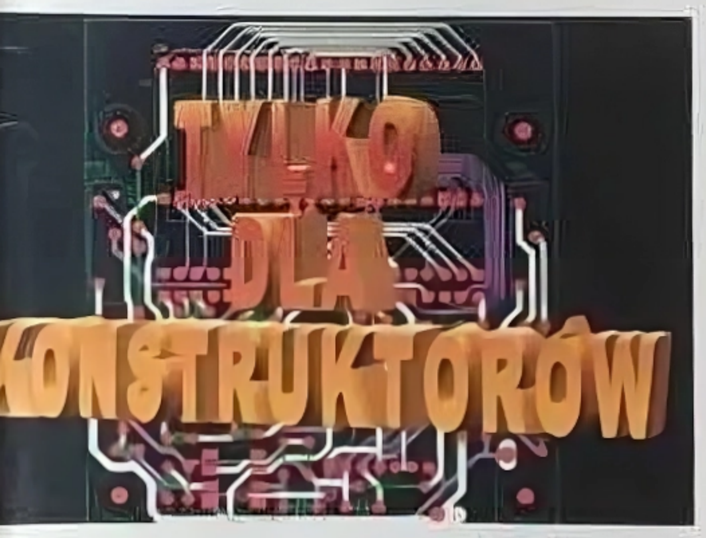
5 zł 40 gr

Czerwiec 1998

ELEKTRONIKA dla wszystkich



Generator stanów logicznych



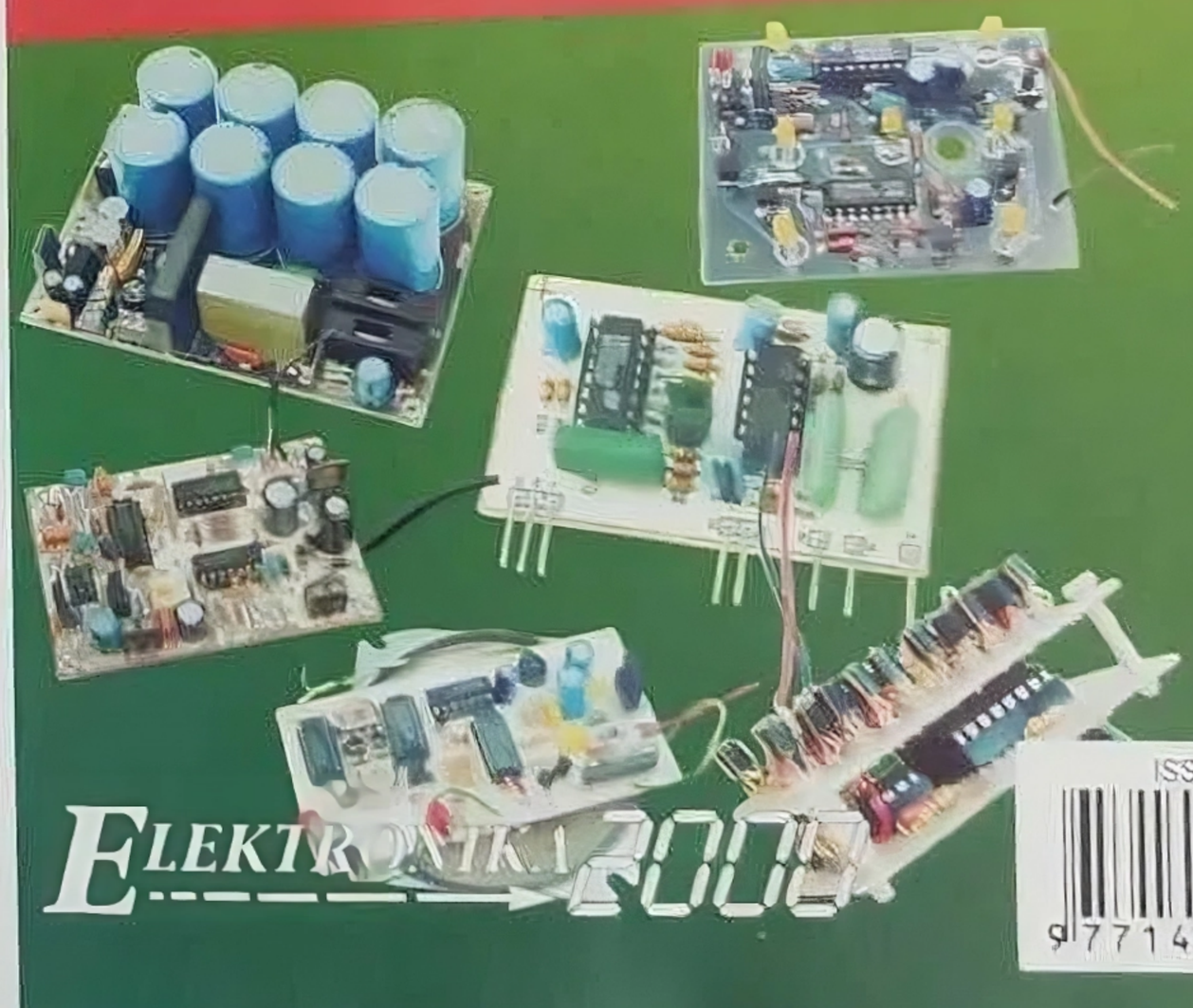
Tylko dla Konstruktorów

Telewizja od podstaw

INDEKS 333 62X ISSN 1425-1698

Tester tranzystorów

Kosmos w Hyde Parku



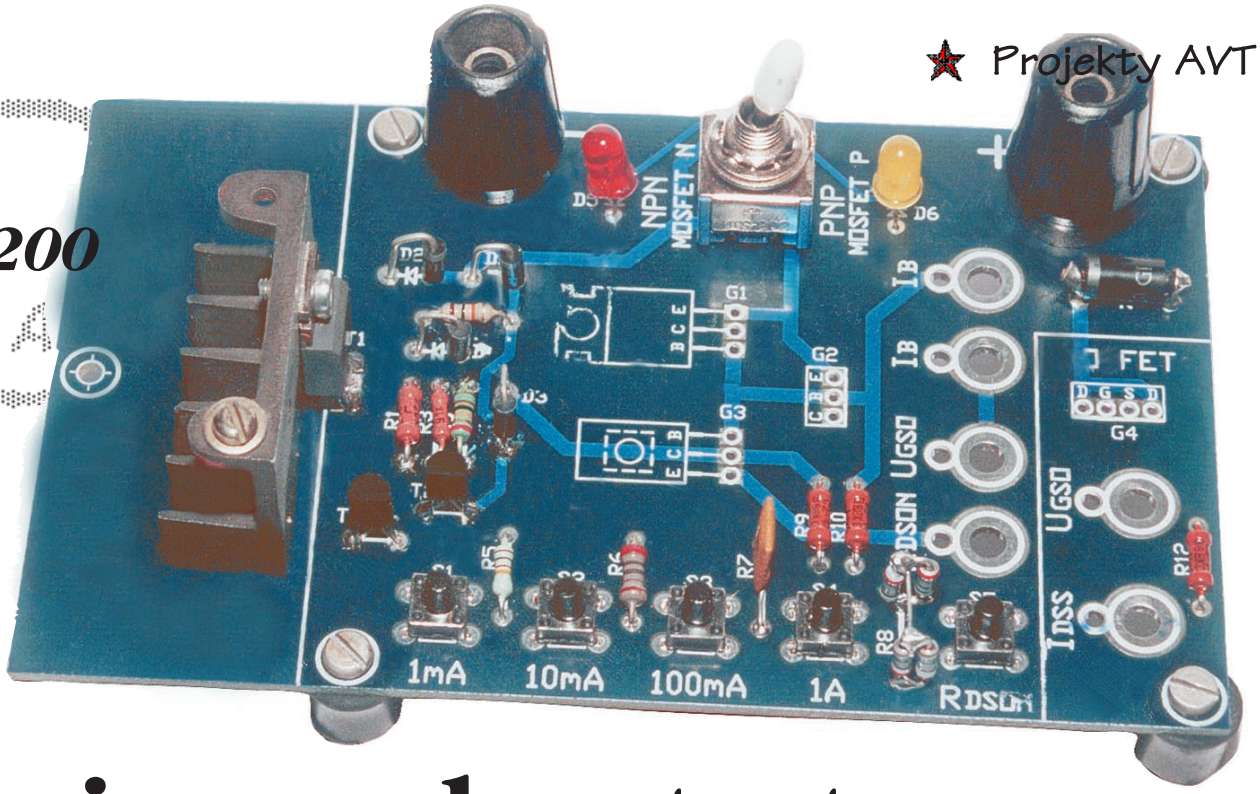
- Zasilacz do akustycznych wzmacniaczy mocy
- Elektroniczna kostka do gry
- Dzwonek do drzwi o narastającej głośności
- Procesorek audio

ELEKTRONIKA 2001

ISSN 1425-1698

9 771425 169986 06

Kit 2200



Uniwersalny tester tranzystorów

Od początku roku na łamach EdW prezentowany jest cykl artykułów dla początkujących, dotyczący tranzystorów. Praktycznym uzupełnieniem tego cyklu jest przedstawiony w tym artykule prosty tester, który umożliwia szybki i wygodny pomiar podstawowych parametrów wszystkich tranzystorów używanych w pracowni elektronika. Można nim sprawdzać tranzystory bipolarne (nazywane zwykłymi) NPN i PNP, małej i dużej mocy, tranzystory polowe MOSFET z kanałem n i z kanałem p, małej i dużej mocy. Można też sprawdzać tranzystory polowe złączowe (JFET) z kanałem n.

Prosty układ pozwala w wygodny sposób zmierzyć parametry tranzystorów najważniejsze w praktyce

- w przypadku tranzystorów bipolarnych: wzmocnienie prądowe ($\beta=I_C/I_B$) przy różnych prądach kolektora (0,1mA...1A)
- przypadku tranzystorów MOSFET: napięcie progowe bramki $U_{GS(TH)}$, rezystancję otwartego tranzystora R_{DSON} i nachylenie charakterystyki przejściowej,
- przypadku tranzystorów JFET: napięcie odcięcia bramki $U_{GS(OFF)}$ i prąd nasycenia I_{DSS}.

Do przeprowadzenia pomiarów, oprócz opisanej przystawki potrzebny jest jeszcze zasilacz o napięciu 12V i prądzie zależnym od maksymalnego prądu badanych tranzystorów, oraz multimetr mierzący prądy i napięcia (dowolny: wskazówkowy lub cyfrowy).

Posługiwanie się przyrządem jest bardzo proste: wystarczy włożyć badany tranzystor do odpowiednich gniazd i zmierzyć odpowiednie prądy i napięcia za pomocą dołączonego miernika. Niekiedy trzeba jeszcze dokonać prostych obliczeń na kalkulatorze.

Schemat ideowy układu pokazano na **rysunku 1**. Napięcie zasilające (12V) doprowadzone jest do punktów P, O. Dioda D7 służy tylko do zabezpieczenia układu w przypadku odwrotnego podłączenia zasilania. Może to być zwykła dioda krzemowa (2A), a nie dioda Schottky ego. Elementy T1...T3, R1...R8, D1...D4 tworzą dwukierunkowe źródło prądowe o prądzie pracy wynoszącym 0,1mA; 1mA; 10mA; 100mA lub 1A.

Ponieważ przy prądzie 1A w tranzystorze T1 będzie się wydzielać znacząca moc strat, tranzystor ten należy wyposażyć w niewielki radiator.

Kondensator C1 dodatkowo filtruje napięcie i zapobiega wzbudzeniu układu źródła prądowego z tranzystorami T1...T3. Elementy S5, R9, R10 potrzebne są do pomiaru tranzystorów MOSFET.

W tym niewielkim układzie w bardzo prosty sposób zrealizowano pomiar kluczowych parametrów wszystkich popularnych typów tranzystorów. Oto szczegóły.

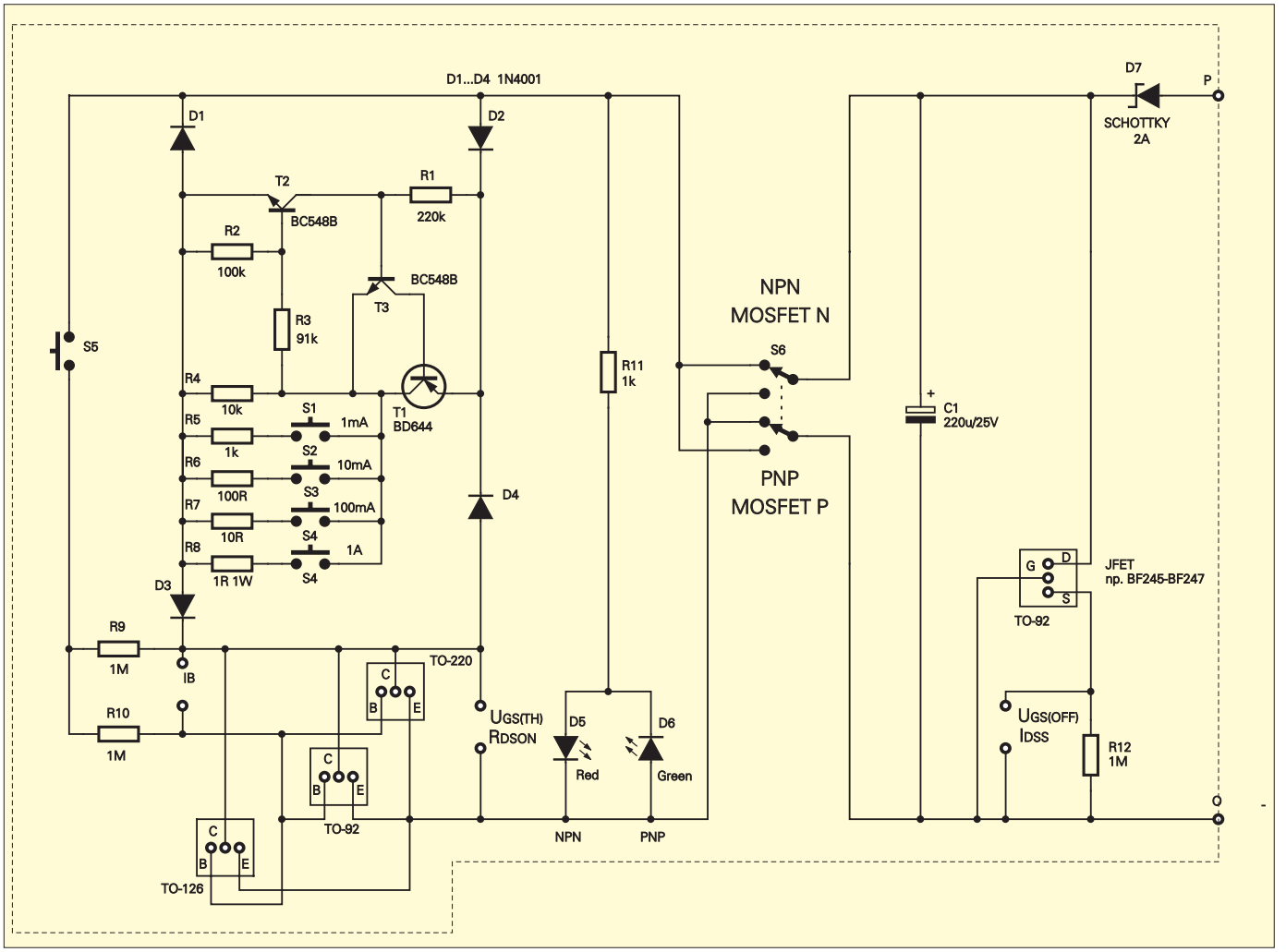
Tranzystory polowe złączowe

Najprostsze są pomiary tranzystorów polowych złączowych. Obecnie na rynku spotyka się jedynie tranzystory JFET z kanałem n, zwłaszcza dawne krajowe BF245, dlatego nie przewidziano możliwości sprawdzania tranzystorów JFET z kanałem p.

W tranzystorze złączowym kluczowe znaczenie mają dwa parametry:

- $U_{GS(OFF)}$ – napięcie odcięcia bramki (ujemne napięcie polaryzacji bramki), przy którym tranzystor zaczyna się otwierać,
- I_{DSS} – prąd drenu, który płynie przy napięciu bramka-źródło równym zeru.

Napięcie odcięcia mierzone jest w układzie pokazanym na **rysunku 2a**, a prąd nasycenia w układzie z **rysunku 2b**. W układzie z rysunku 2a nie potrzeba dodatkowego napięcia ujemnego do polaryzacji bramki. W obwód źródła (S – source) wystarczy włączyć woltomierz o bardzo dużej rezystancji. Napięcie na woltomierzu rośnie (co odpowiada podaniu na bramkę napięcia ujemnego względem źródła) dotąd, aż tranzystor zaczyna się zamykać. Na źródle ustala się stan równowagi przy napięciu na źródle (i na woltomierzu) takim, przy którym tranzystor zaczyna przewodzić – czyli właśnie napięciu $U_{GS(OFF)}$.



Rys. 1. Schemat ideowy testera

W układzie z rysunku 2b amperomierz ma bardzo małą rezystancję, spadek napięcia na nim jest bliski zeru i tranzystor pracuje przy napięciu bramka-źródło równym zeru, a amperomierz pokazuje prąd I_{DSS}.

W układzie testera nie trzeba nic przełączać, wystarczy tylko przełączyć miernik dołączony do punktów oznaczonych $U_{GS(OFF)}$ I_{DSS} z pomiaru napięcia (woltomierz o dużej rezystancji wewnętrznej) na pomiar prądu (amperomierz o bardzo małej rezystancji wewnętrznej).

Tranzystory bipolarne

Ponieważ w układzie będą mierzone zarówno tranzystory NPN, jak i PNP, zastosowano przełącznik S6 oraz obwód R11, D5, D6. Diody świecące pokazują, czy układ przygotowany jest do pomiaru tranzystorów NPN, czy PNP. Taki wizualny wskaźnik zapobiegnie pomyłkom i uznaniu badanego tranzystora (o odwrotnej polaryzacji) za uszkodzony.

Zasada pomiaru wzmocnienia prądowego tranzystorów bipolarnych pokazana jest na **rysunku 3**. Źródło prądowe wyznacza, jaki prąd płynie przez tranzystor. Prąd ten (oznaczony I_1 rozdziela się na dwa prądy: prąd bazy I_B i prąd kolektora I_C. Ponieważ prąd bazy jest przynajmniej kilkadziesiąt razy mniejszy od prądu kolektora, można śmiało przyjąć, że prąd źródła prądowego (I_1) jest równy prądowi kolektora (I_C). Dołączony amperomierz mierzy prąd bazy. Znając prąd źródła prądowego i mierząc prąd bazy łatwo można obliczyć wzmocnienie tranzystora jako

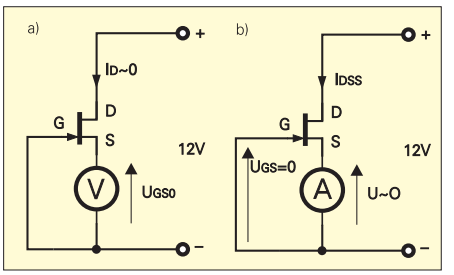
$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \cong \frac{I_1}{I_B}$$

z pomijalnym błędem rzędu co najwyżej kilku procent.

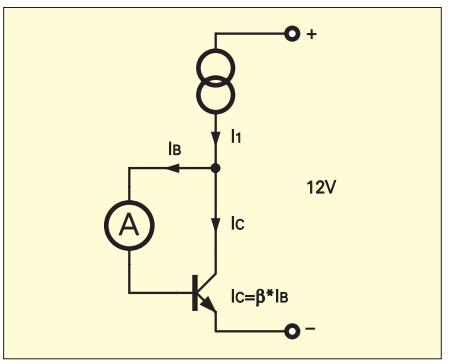
Ponieważ wartość wzmocnienia prądowego tranzystora nie jest stała i zależy od prądu kolektora, w układzie przewidziano możliwość pomiaru wzmocnienia przy prądach kolektora w zakresie 0,1mA do 1A.

W innych układach testerów wykorzystuje się odmienne rozwiązanie polegające na umieszczeniu źródła prądowego w obwodzie bazy. Wtedy prąd kolektora jest wprost proporcjonalny do wzmocnienia tranzystora.

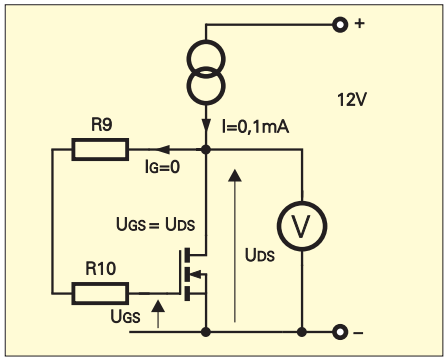
Sposób wykorzystany w opisywanym przyrządzie jest jednak lepszy mimo, że wymaga obliczenia na kalkulatorze. Zastosowany sposób nie tylko zabezpiecza przez przepływem nadmiernego prądu w przypadku mierzenia uszkodzonego tranzystora, ale też pozwala sprawdzać



Rys. 2. Pomiar tranzystorów JFET



Rys. 3. Zasada pomiaru wzmocnienia tranzystora bipolarnego



Rys. 4. Pomiar napięcia odcięcia tranzystora MOSFET

tranzystory przy określonym, jednakowym prądzie kolektora, co pozwala porównać egzemplarze tranzystorów o różnym wzmocnieniu przewidziane do pracy właśnie przy określonym prądzie kolektora, a nie określonym prądzie bazy.

W układzie z rysunku 1 źródło prądowe tworzą tranzystory T1 – T3 wraz ze współpracującymi rezystorami.

Gdy żaden z przycisków S1...S4 nie jest naciśnięty, prąd źródła wynosi około 0,1mA. Po naciśnięciu jednego z tych przycisków prąd wzrasta do wartości 1mA, 10mA, 100mA lub 1A. Wartość prądu źródła wyznaczona jest z wystarczającą dokładnością przez rezystory R4...R8. Dany prąd powinien wywołać na rezystorze R4 (i ewentualnie R5...R8, dołączanych przyciskami) spadek napięcia równy 1V. Tranzystor T2 zaczyna przewodzić przy napięciu emiter-baza wynoszącym około 0,6V, i aby zaczynał przewodzić przy napięciu na R4 równym 1V dodano dzielnik R3, R4. Jeśli napięcie ma rezystorze R4 byłoby mniejsze niż 1V, tranzystor T2 zostanie przytkany i zwiększy się wysterowanie tranzystora T3 przez rezystor R1. Jeśli chwilowo wzrósłby prąd i napięcie na rezystorze R4, tranzystor T2 otworzy się bardziej i przejmie więcej prądu płynącego przez rezystor R1 i tym samym zmniejszy wysterowanie tranzystorów T1 i T3, przywracając wartość prądu do pożądanej wielkości. Tranzystory T3 i T1 tworzą modyfikowany układ Darlingtona. Jest on konieczny, by prąd płynący przez rezystor R1 był znacznie mniejszy od prądu źródła prądowego, także na najmniejszym zakresie 0,1mA.

Obecność obwodu R1, T2 nieco wpływa na wartość prądu źródła prądowego, ale do proponowanego rozwiązania dokładność jest absolutnie wystarczająca. Przy pomiarach wzmocnienia błąd rzędu 10% (np. wzmocnienie 100 zamiast 110) nie ma żadnego znaczenia.

Jedynie jeśli ktoś chciałby jeszcze dokładniej ustalić wartości prądu źródła prądowego na poszczególnych zakresach, może włączyć amperomierz między punkty oznaczone $U_{GS(TH)}$ R_{DSON} i dobrać indywidualnie wartość rezystora R3 oraz ewentualnie rezystorów R4...R8. Taka procedura nie jest jednak konieczna.

Mostek diodowy D1...D4 jest niezbędny, by zapewnić pracę źródła prądowego przy różnej biegunowości prądu kolektora badanego tranzystora.

Badany tranzystor należy dołączyć do jednego z trzech gniazd. W układzie przewidziano trzy oddzielne gniazda połączone równolegle: jedno dla małych tranzystorów w obudowie TO-92, drugie dla tranzystorów w obudowie TO-126, i trzecie – TO-220.

Przy badaniu tranzystorów bipolarnych, rezystory R9, R10 i przycisk S5 nie są wykorzystywane.

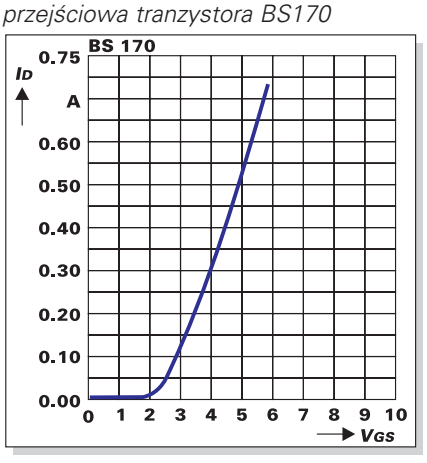
Tranzystory MOSFET

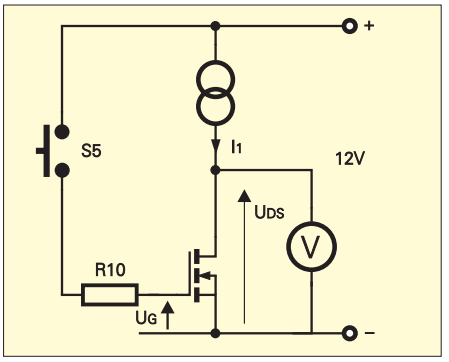
Przełącznik S6 pozwala dobrać biegunowość napięcia, zależnie od typu tranzystora (z kanałem N czy z kanałem P). W tranzystorach MOSFET dwa kluczowe parametry to napięcie progowe bramki $U_{GS(TH)}$ przy którym tranzystor zaczyna przewodzić prąd, oraz rezystancja w pełni otwartego tranzystora R_{DSON}. Dobrze jest też znać jakie napięcia bramki potrzebne są do uzyskania określonego prądu drenu.

Zasadę pomiaru napięcia progowego $U_{GS(TH)}$ pokazana jest na **rysunku 4**. Aby tranzystor zaczął przewodzić, na jego bramce musi się ustalić takie napięcie, które go troszkę otworzy. Prąd płynący przez tranzystor jest mały, wynosi 0,1mA i potrzebne napięcie jest praktycznie równe napięciu progowemu $U_{GS(TH)}$. Ponieważ w obwodzie bramki tranzystora MOSFET nie płynie prąd, więc napięcie na bramce jest takie same, jak napięcie na drenie – napięcie to jest mierzone przez dołączony woltomierz.

Jeśli w takim stanie zostanie naciśnięty jeden z przycisków S1...S4 zwiększających prąd, to napięcie na bramce

Rys. 5. Charakterystyka przejściowa tranzystora BS170





Rys. 6. Pomiar rezystancji otwarcia tranzystora MOSFET

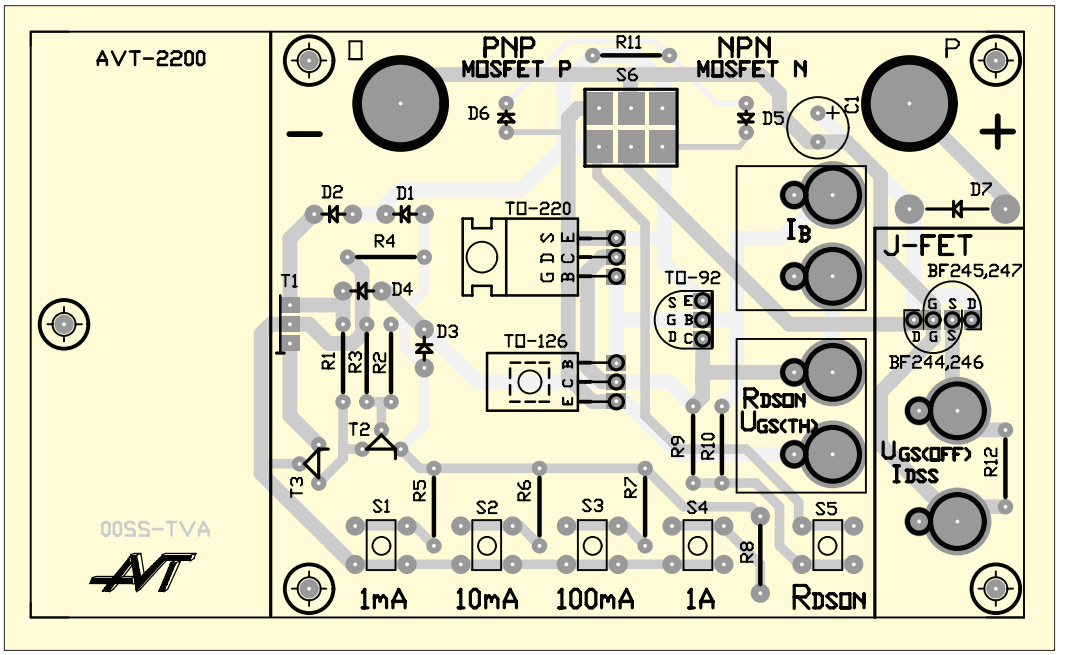
musi się nieco zwiększyć, by otworzyć tranzystor stosownie do wartości płynącego prądu.

Na woltomierzu można odczytać, jakie napięcia bramki potrzebne są, by przez badany tranzystor płynął prąd 1mA, 10mA, 100mA lub 1A. Znajomość tych napięć pozwoli wykreślić charakterystykę przejściową danego egzemplarza tranzystora MOSFET, która będzie wyglądać mniej więcej tak, jak na **rysunku 5**, pochodzącym z katalogu. Znając wartość różnicy napięć bramki, potrzebnej do uzyskania danego przyrostu prądu można w prosty sposób obliczyć przybliżoną wartość kolejnego istotnego parametru. Chodzi o tak zwaną transkonduktancję tranzystora, wyrażaną w **mA/V** lub częściej w **A/V**, co należy rozumieć jako (mili)amper przyrostu prądu drenu na wolt przyrostu napięcia bramki. Ponieważ **A/V** (amper na wolt) to odwrotność oma czyli simens, spotyka się też oznaczenie **S** (simens) lub **mho** (odwrotność **ohm**a) zamiast A/V, a także **mS** (milisiemens) oraz **mmho** (mi**limho**) zamiast mA/V.

Przyrząd pozwala także na pomiar wartości rezystancji w pełni otwartego tranzystora – R_{DSON}. Zasadę pomiaru pokazuje **rysunek 6**. Po naciśnięciu przycisku S5 i podaniu na bramkę badanego tranzystora napięcia równego napięciu zasilania (w układzie z rysunku 1 będzie to napięcie mniejsze o około 1,6V spadku napięcia na diodach D7 i D1...D4) tranzystor się w pełni otworzy i napięcie woltomierz będzie małe, równe spadkowi napięcia (U_{DS}) wywołanego przepływem prądu I1 przez rezystancje R_{DSON}. Znając ten spadek napięcia U_{DS} i prąd I_1 można obliczyć wartość R_{DSON} przy danym prądzie.

$$R_{DSON} = \frac{U_{DS}}{I_1}$$

Jak widać w podanych informacji, wykorzystuje się tu bardzo proste sposoby pomiaru. Warto mieć świadomość, że warunki pomiaru nieco odbiegają od warunków stosowanych przez producentów półprzewodników w ich testach produkcyj-



Rys. 7. Schemat montażowy

nych, ale ewentualne drobne różnice wyników absolutnie nie mają znaczenia. Dokładność rzędu 10% całkowicie wystarczy. W praktyce i tak zazwyczaj pomiary mają na celu wybranie spośród pewnej ilości elementów egzemplarzy o pożądanych parametrach. Na przykład bipolarnych tranzystorów mocy o jak największym wzmocnieniu, tranzystorów MOSFET o jak najmniejszym napięciu odcięcia bramki, tranzystorów polowych złączowych o jak największym prądzie I_{DSS}, itp.

Montaż i uruchomienie

Tester można zmontować na dwustronnej płytce drukowanej, pokazanej na rysunku 7. Pomocą będzie też fotografia modelu. Uwaga! Prototyp pokazany na fotografii różni się pewnymi szczegółami od wersji ostatecznej z rysunku 7.

Montaż jest prosty, nie sprawi problemów. Układ nie wymaga uruchamiania i zbudowany ze sprawnych elementów od razu powinien pracować poprawnie. Po zbudowaniu układu warto tylko dołączyć amperomierz do punktów oznaczonych $U_{GS(TH)}$ R_{DSON} i sprawdzić, czy płynący prąd wynosi 0,1mA±10% i czy przy naciskaniu przycisków S1...S4 prąd osiąga podane wartości z dokładnością 10%. Jeśliby okazało się, iż wskazania na wszystkich zakresach są nieco zaniżone lub podwyższone, można dobrać wartość rezystora R3.

Tester przewidziany jest jako konstrukcja wolnostojąca, nie wymagająca obudowy. Warto jedynie dodać cztery nóżki na rogach płytki.

W egzemplarzu modelowym punkty doprowadzenia zasilania P i O zaopatrzono w solidne zaciski laboratoryjne, natomiast punkty do dołączenia mierników pozostały „nieuzbrojone". Końcówki przewodów pomiarowych miernika będą po prostu wsadzone w metalizowane otwory. Kto chce, może również te punkty wyposażyć w zaciski laboratoryjne. Otwory te można śmiało rozwiercić (niszcząc metalizację), bo obok umieszczono dodatkowe otwory zapewniające kontakt między polami lutowniczymi obu stron płytki.

W modelu nie zamontowano również gniazd pomiarowych dla tranzystorów. Tranzystory wkłada się po prostu w otwory i lekko dociska w bok, żeby zapewnić kontakt wszystkich wyprowadzeń.

Uwaga! Na wkładce w środku tego numeru EdW zamieszczono zwiętłą „ściągawkę" ułatwiającą korzystanie z testera. „Ściągawkę tę można wyciąć, zafoliować i przechowywać razem z testerem.

Piotr Górecki
Zbigniew Orłowski

Wykaz elementów

Rezystory
R1: 220kΩ
R2: 100kΩ
R3: 91kΩ
R4: 10kΩ
R5,R11: 1kΩ
R6: 100Ω
R7: 10Ω
R8: 1Ω 1W
R9,R10,R12: 1MΩ

Kondensatory
C1: 220µF/25V

Półprzewodniki
D1-D4: dioda 1A np.1N4001
D5: LED czerwona
D6: LED zielona
D7: dioda Schottky 2A np. 1N????
T1: BD644
T2,T3: BC548B

Pozostałe
S1-S5: mikroswitch
S6: przełącznik 2 pozycyjny 2 obwodowy

Uwaga!
Zaciski laboratoryjne nie wchodzą w skład zestawu AVT-2200.

Uniwersalny tester tranzystorów

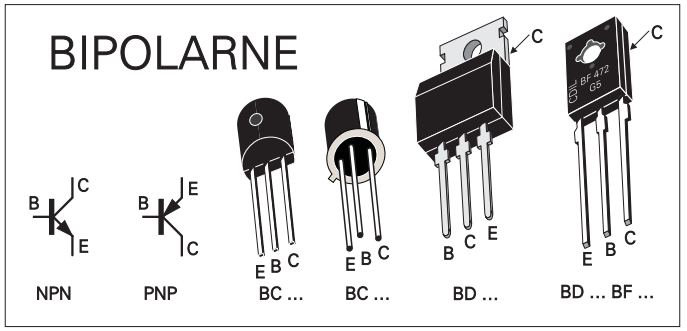
Instrukcja obsługi

Dołączyć zasilanie 12V do punktów P – plus, O – minus.

Tranzystory bipolarne

1. Przełącznik S6 ustawić w pozycji, odpowiadającej polaryzacji badanego tranzystora (NPN, PNP).
2. Dołączyć miliamperomierz (mikroamperomierz) do punktów oznaczonych IB.
3. Dołączyć badany tranzystor do jednego z trzech pól kontaktowych (zależnie od obudowy tranzystora).
4. Wybrać potrzebną wartość prądu kolektora (I1) naciskając jeden z przycisków S1...S4 (bez naciśnięcia przycisku prąd wynosi 0,1mA).
5. Odczytać wartość prądu miliamperomierza (IB).
   Obliczyć wzmocnienie:

$$\beta = \frac{I_1}{I_B}$$



(Zwykłe tranzystory małej mocy mają wzmocnienie w zakresie 50...5000, tranzystory dużej mocy 10...500, natomiast tranzystory Darlingtona 500...100000.)

Uwaga! Tranzystory małej mocy nie powinny być sprawdzane na zakresie prądu 1A, jeśli katalogowa wartość prądu kolektora jest mniejsza od 1A.

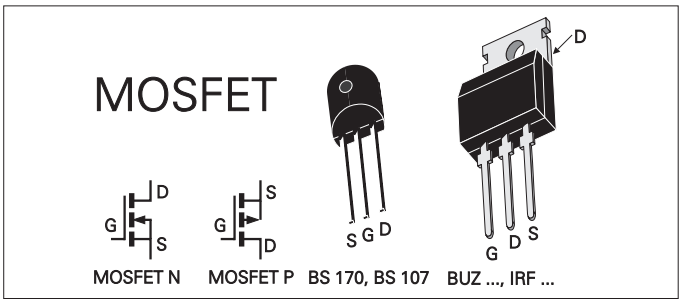
Tranzystory MOSFET

1. Przełącznik S6 ustawić w pozycji, odpowiadającej polaryzacji badanego tranzystora (z kanałem n, z kanałem p).
2. Dołączyć woltomierz do punktów oznaczonych UGS(TH) RDSON.
3. Dołączyć badany tranzystor do jednego z dwóch pól kontaktowych (zależnie od obudowy tranzystora).
4. Bez naciskania jakiegokolwiek przycisku odczytać wskazanie woltomierza – jest to wartość napięcia progowego UGS(TH) tego tranzystora. (Napięcie to wynosi 0,6...5V)
5. Wybrać inną wartość prądu drenu (I1) naciskając jeden z przycisków S1...S4.
6. Odczytać z woltomierza, jakie napięcie bramki potrzebne jest przy wybranym prądzie.
7. Nacisnąć przycisk S5 (pełne otwarcie tranzystora) przy jednoczesnym naciśnięciu jednego z przycisków S1...S4. Wskazanie woltomierza zmniejszy się.
8. Odczytać wartość spadku napięcia na rezystancji otwartego tranzystora (UX).
9. Obliczyć wartość rezystancji otwarcia przy danym prądzie (I1):

$$R_{DSON} = \frac{U_X}{I_1}$$

(Rezystancja R_{DSON} MOSFETów wynosi od kilku miliomów do kilku omów.)

Uwaga! Tranzystory MOSFET małej mocy nie powinny być sprawdzane na zakresie prądu 1A, jeśli katalogowa wartość prądu drenu jest mniejsza od 1A.

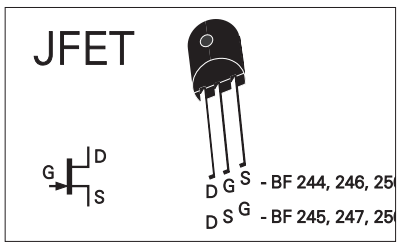


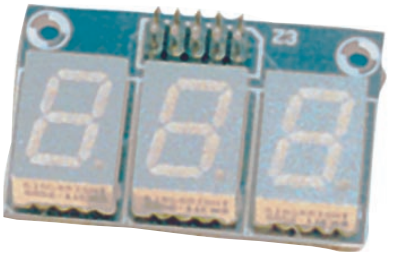
Tranzystory JFET (polowe złączowe) z kanałem n

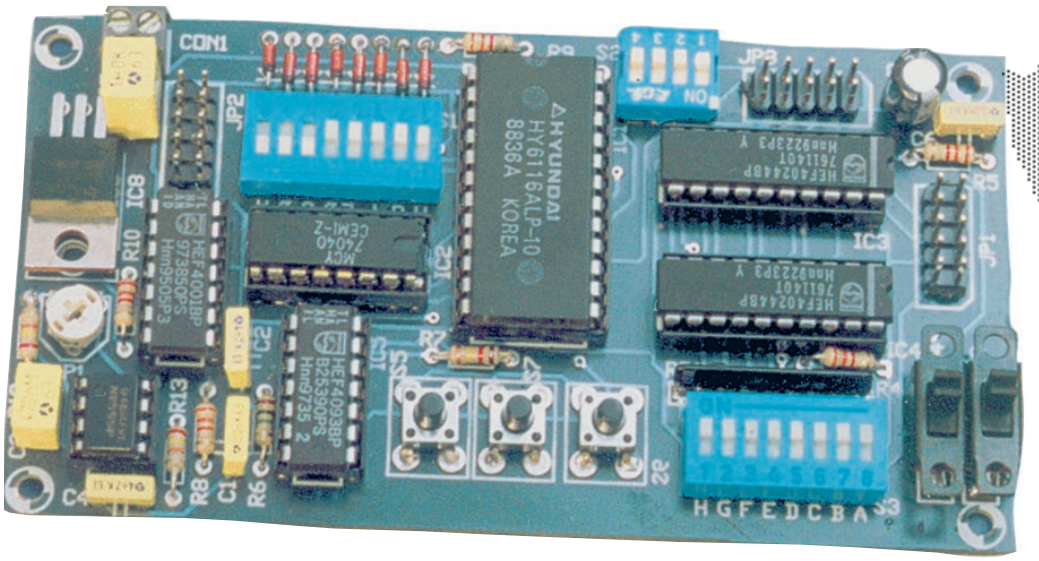
Przy badaniu tych tranzystorów położenie przełącznika S6 jest dowolne.

Uwaga! Przyrząd mierzy tylko tranzystory polowe złączowe z kanałem n.

1. Dołączyć woltomierz do punktów oznaczonych UGS(OFF) IDSS.
2. Dołączyć badany tranzystor do pola kontaktowego oznaczonego J-FET.
3. Odczytać wskazanie woltomierza – jest to napięcie odcięcia UGS(OFF).
4. Dołączyć amperomierz do punktów oznaczonych UGS(OFF) IDSS.
5. Odczytać wskazanie amperomierza – jest to wartość prądu IDSS tego tranzystora.







kit 2261 AVT

Generator sekwencji stanów logicznych

Do czego to służy?

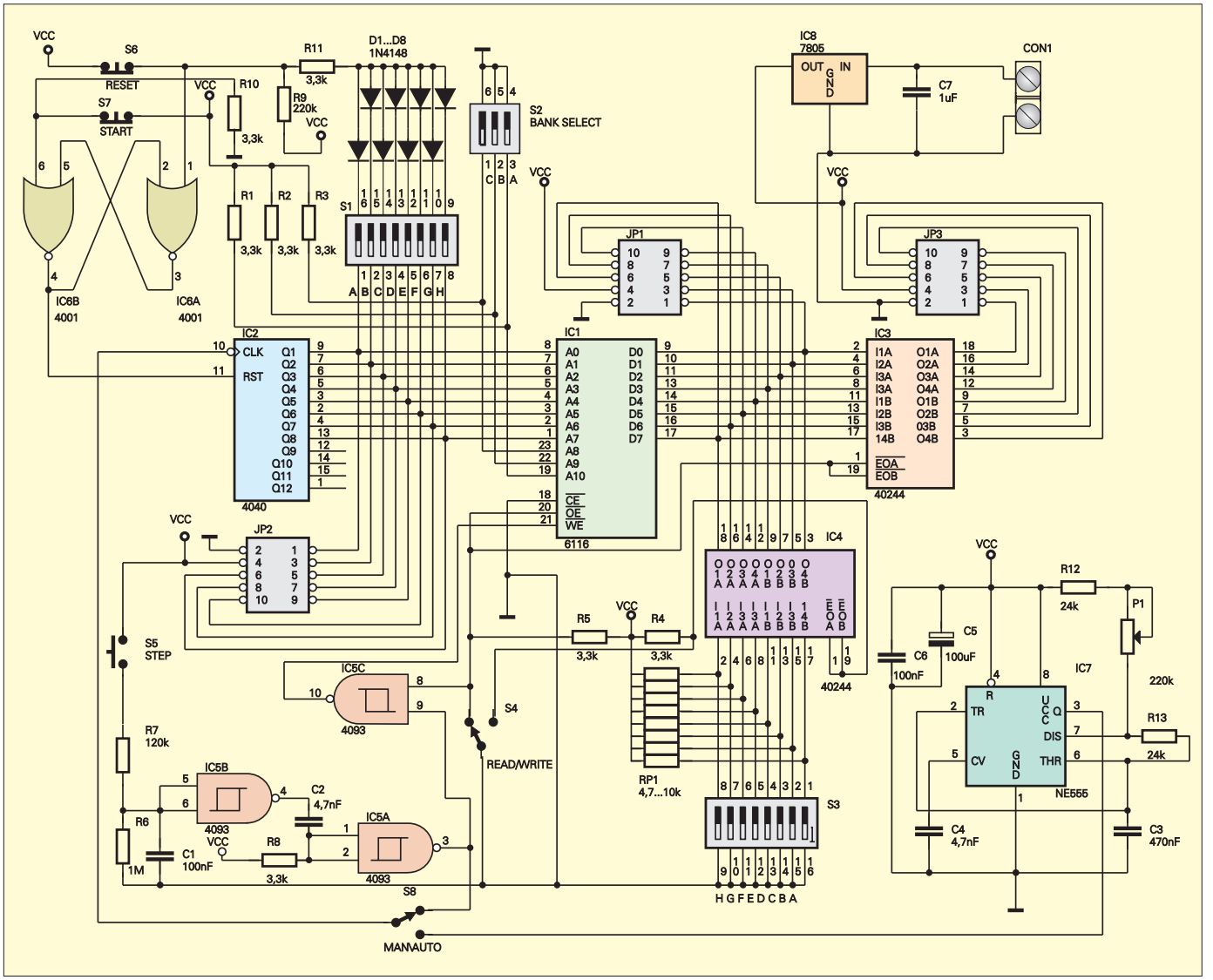
Proponowany układ jest kolejnym z serii urządzeń, których zadaniem jest ułatwienie ciężkiego i pełnego wyrzeczeń życia elektronika hobbysty. Nie wiem, jak dla Was, ale dla mnie nie ma nic gorszego niż praca bez narzędzi i przyrządów pomiarowych dobrej jakości. Oczywiście, można sporo zrobić posługując się tylko miernikiem uniwersalnym, ale po co się tak męczyć? Wiadomo, że wiele przyrządów pomiarowych wysokiej klasy jest dla nas niedostępnych z powodu ich wysokiej ceny, ale wiele pożytecznych urządzeń możemy wykonać sami, wydając na części niewielkie sumy pieniędzy. Technika cyfrowa, moja a mam nadzieję że i Wasza, ulubiona dziedzina elektroniki jest w tym szczególnie uprzywilejowana. Urządzeń służących testowaniu i uruchamianiu układów cyfrowych można zbudować wyjątkowo wiele i to o parametrach wcale nie ustępujących układom fabrycznym. O ile np. zbudowanie w warunkach amatorskich oscyloskopu nawet miernej klasy jest w zasadzie zadaniem niewykonalnym i bezsensownym z ekonomicznego punktu widzenia, to skonstruowanie analizatora stanów logicznych o wysokich parametrach nie przekracza umiejętności nawet niezbyt jeszcze zaawansowanego elektronika. Wiele układów pomocniczych służących budowaniu innych układów cyfrowych można wykonać „na miarę", dostosowując je do indywidualnych potrzeb, a nawet do aktualnie konstruowanego urządzenia.

Podczas testowania układów cyfrowych niejednokrotnie zachodzi potrzeba wymuszenia w kilku punktach badanego układu lub jego fragmentu, określonych stanów logicznych, a następnie ich zmienianie według przyjętego do testu algorytmu. Najczęściej wykonujemy to za pomocą kilku przycisków i przełączników dolutowanych prowizorycznie do układu, budując w ten sposób piękną „pajęczynę", w którą zamiast muchy możemy złapać samych siebie. Trudno bowiem zapamiętać do jakiego punktu badanego układu został dołączony każdy z przełączników i w jakiej kolejności musimy zmieniać stany logiczne w różnych miejscach. Układ, którego budowę chciałbym Wam zaproponować rozwiązuje wszystkie te problemy.

W układzie zastosowano pamięć typu 6116, która została podzielona na 8 banków wybieranych za pomocą trójsekcyjnego przełącznika. Układ umożliwia zaprogramowanie do 8 x 255 ośmiobitowych sekwencji stanów logicznych. Zaprogramowane sekwencje mogą być przechowywane w pamięci urządzenia i odtwarzane dowolną ilość razy aż do skasowanie ich przez zapisanie nowych danych lub do wyłączenia zasilania. Programowanie układu odbywa się ręcznie, za pomocą ośmiosekcyjnego przełącznika. Odtwarzanie może następować w trybie „STEP", czyli krok po kroku

Tabela 1

Stan wejść S2				
C	B	A	Obszar	Adres początkowy (HEX)
0	0	0	1	000
0	0	1	2	100
0	1	0	3	200
0	1	1	4	300
1	0	0	5	400
1	0	1	6	500
1	1	0	7	600
1	1	1	8	700



Rys. 1. Schemat ideowy

zmienianym za pomocą naciśnięcia przycisku lub automatycznie, z regulowaną w szerokim zakresie częstotliwością. Stany logiczne przekazywane są do testowanego układu za pomocą przewodów zakończonych miniaturowymi chwytakami, co eliminuje konieczność dolutowywania czegokolwiek do budowanego urządzenia.

Układ został wyposażony w prosty układ monitorowania stanów logicznych na jego wyjściu, zbudowany na diodach LED. Znacznie bardziej komfortowym rozwiązaniem będzie jednak dołączenie do niego jednego lub dwóch układów „Monitora linii 8 bitowej" AVT– 1144. Układ ten, opublikowany w siostrzanej Elektronice Praktycznej umożliwia konwersję 8 bitowego słowa na postać dziesiętną lub hexadecymalną i do współpracy z naszym urządzeniem nadaje się wręcz idealnie. Można zastosować dwa układu AVT–1144: jeden do monitorowania stanu szyny danych i drugi do obrazowania aktualnego stanu wejść adresowych pamięci.

Jak to działa?

Schemat elektryczny proponowanego układu został przedstawiony na **rysunku 1**. Analizę schematu przeprowadzimy tak, jakbyśmy posługiwali się już zbudowanym i gotowym do pracy urządzeniem.

Nasz układ został właśnie dołączony do zasilania i mamy zamiar wykorzystać go do testowania aktualnie budowanego urządzenia cyfrowego. Niestety, w pamięci znajdują się jeszcze nic nie znaczące, przypadkowe dane i pierwszą czynnością jaką będziemy musieli wykonać będzie zaprogramowanie naszego generatora stanów logicznych. Musimy najpierw wybrać obszar pamięci, w którym umieścimy żądaną sekwencję stanów logicznych. Do dyspozycji mamy aż osiem banków pamięci wybieranych za pomocą przełącznika S2. W **tabeli 1** podano ustawienia tego przełącznika odpowiadające kolejnym obszarom pamięci.

Należy zwrócić uwagę na fakt, że w naszym układzie zwarcie przełącznika odpowiada niskiemu stanowi logicznemu, a rozwarcie – wysokiemu.

Po ustawieniu adresu początkowego wykorzystywanego aktualnie obszaru pamięci przełączamy nasz układ w tryb zapisu. Dokonujemy tego za pomocą przełącznika S4, ustawiając go w pozycji przeciwnej do pokazanej na schemacie, czyli na pozycję WRITE.

Warto teraz wspomnieć o roli jaką pełnią w układzie dwa ośmiobitowe bufory IC3 i IC4. Podczas zapisu danych do pamięci na wejściach zezwolenie IC4 panuje stan niski i układ ten staje się „przezroczysty" dla danych przekazywanych z przełącznika S3. Natomiast stan wysoki na wejściach EO\ układu IC3 powoduje ustawienie wszystkich jego wyjść w stan wysokiej impedancji. Podczas wpisywania danych stany na wyjściach szyny danych nie mają najmniejszego wpływu na stan wyjść złącza JP3, co pozwala na stałe dołączenie badanego układu do naszego generatora sygnałów cyfrowych. Podczas zapisu danych przełącznik S8 powinien znajdować się

w pozycji MAN, czyli takiej jak na schemacie. Następnie będziemy musieli podjąć decyzję, ile kolejnych kombinacji stanów logicznych będzie nam potrzebnych do przeprowadzenia testów. Liczbę tą ustawiamy przełącznikiem S1, oczywiście w kodzie binarnym. Przełącznikiem S3 ustawiamy pierwszą kombinację stanów logicznych, które będziemy chcieli później wysłać do badanego układu. Następnie naciskamy przycisk START i następnie S5 – STEP. Naciśnięcie tego ostatniego przycisku spowoduje następujące zjawiska:

1. Kondensator C1 na wejściu bramki IC5B zacznie się ładować i po przekroczeniu na nim napięcia równego 2/3 napięcia zasilania na wyjściu tej bramki pojawi się stan niski.
2. Krótki impuls ujemny doprowadzony za pośrednictwem kondensatora C2 do wejścia bramki IC5A spowoduje powstanie na jej wyjściu impulsu dodatniego, a w konsekwencji impulsu ujemnego na wyjściu IC5C i wejściu zapisu pamięci IC1. Podczas ujemnego zbocza tego impulsu dane z szyny danych D0 D7 zostaną zapisane w pamięci pod ustawionym adresem początkowym.
3. Impuls dodatni z wyjścia bramki IC5A został także skierowany na wejście zegarowe licznika binarnego IC2. Ponieważ po naciśnięciu przycisku START przerzutnik R–S zbudowany z bramek IC6A i IC6B włączył się, na wejściu zerującym licznika IC2 panuje stan niski, umożliwiający mu pracę. Tak więc dodatni impuls doprowadzony do wejścia zegarowego IC2 spowodował podczas opadającego zbocza zmianę stanu licznika o 1, a tym samym ustawienie kolejnego adresu pamięci.

Wszystkie opisane zjawiska przedstawione zostały graficznie na rysunku 2.

Po zaprogramowaniu pierwszego ośmiobitowego słowa ustawiamy kolejną sekwencję stanów logicznych i kolejnym naciśnięciem przycisku STEP wpisujemy ją pod kolejny adres pamięci.

W momencie kiedy licznik IC2 osiągnie stan ustawiony za pomocą przełącznika S1 żadna z diod D1 D8 nie będzie już zwierać wejścia 1 przerzutnika R–S do masy i przerzutnik ten wyłączy się. Licznik IC2 zostanie wyzerowany i układ powróci do stanu oczekiwania na kolejną operację, którą najczęściej będzie odtworzenia zapisanych danych i przekazanie ich do testowanego układu.

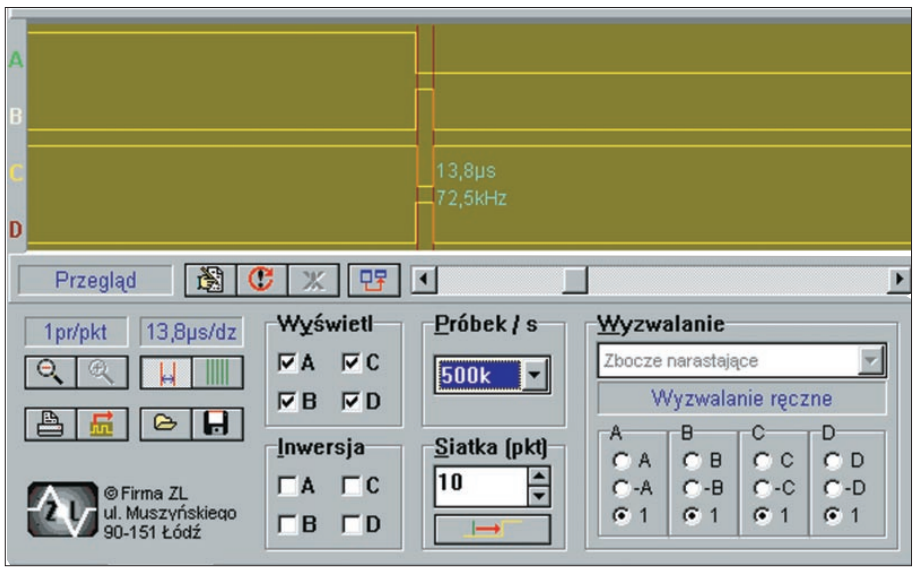
Przed rozpoczęciem odtwarzania musimy zdecydować, czy zostanie ono przeprowadzone automatycznie, czy też ręcznie: krok po kroku. W zależności od potrzeb ustawiamy przełącznik S8 w pozycję MAN lub AUTO, a przełącznik S4 w pozycję READ. Przestawienie tego przełącznika spowoduje trzy, ważne dla działania układu zjawiska. Po pierwsze, wymuszenie stanu niskiego na wejściu) bramki IC5C spowoduje jej zamknięcie i uniemożliwi przedostawania się impulsów programujących na wejście WE\ pamięci. Po drugie, na wejściu zezwolenia na odczyt zawartości pamięci OE\ także zostanie wymuszony stan niski pozwalając na korzystanie z zapisanych w niej danych. Po trzecie, na wejściach zezwolenia bufora IC4 pojawi się stan wysoki, a na analogicznych wejściach bufora IC3 – stan niski. Bufor IC4 zostanie więc zamknięty i stan przełącznika S3 nie ma już żadnego wpływu na funkcjonowanie układu. Natomiast dane z wyjść pamięci będą teraz za pośrednictwem IC3 przekazywane do testowanego urządzenia.

Następnie naciskamy przycisk START. Jeżeli wybraliśmy odtwarzanie w trybie MAN to na wyjściach układu pojawiła się już pierwsza sekwencja stanów logicznych zapisanych uprzednio do pamięci. Naciśnięcie przycisku STEP spowoduje przekazanie pojedynczego impulsu zegarowego na wejście licznika IC2 i zwiększenie jego zawartości o 1 i na wyjście układu przekazana zostanie następna sekwencja stanów logicznych. Kolejne naciśnięcia przycisku S5 będą powodowały wysyłanie do badanego układu kolejnych bajtów danych z pamięci, aż do osiągnięcia przez licznik IC1 stanu zakodowanego na przełączniku S1. W tym momencie układ powróci do stanu początkowego, oczekując na ponowne odtworzenia danych lub wpisanie do pamięci nowych.

Generator sygnałów cyfrowych zasilany jest z źródła napięcia stałego o wartości 7 16VDC, lub z badanego układu za pośrednictwem złącza JP3.

Rysunek 2 przedstawia schemat prostego układu monitorującego stan szyny danych i wejść adresowych pamięci naszego generatora. Schemat ten nie wymaga chyba żadnego komentarza. Najlepiej wykonać dwa takie układy i dołączyć je do generatora sygnałów cyfrowych za pomocą kabla taśmowego (złącza JP1 i JP2).

Rys. 2.



Wykaz elementów

Rezystory
P1: 220kΩ potencjometr montażowy miniaturowy
RP1: R-PACK SIL 4,7...10kΩ
R1, R2, R3, R4, R5, R8, R10, R11: 3,3kΩ
R6: 1MΩ
R7: 120kΩ
R9: 220kΩ
R12, R13: 24kΩ

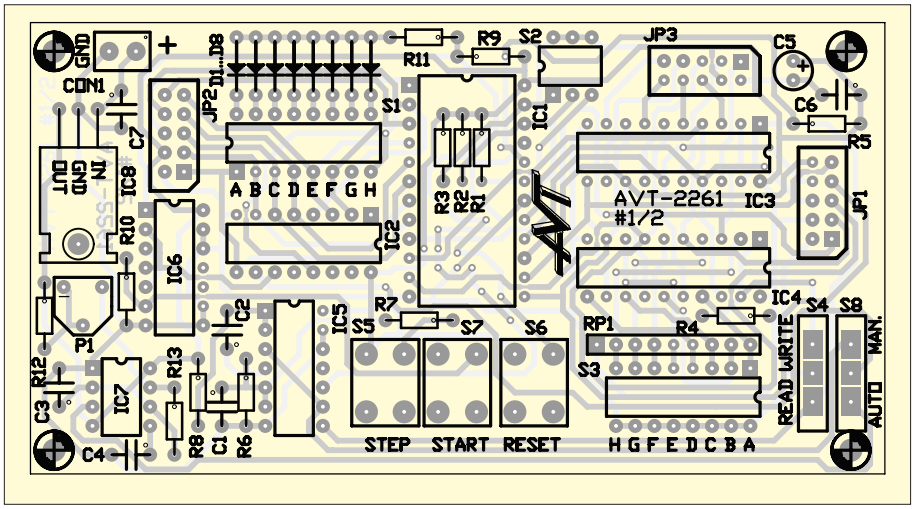
Kondensatory
C6, C1: 100nF
C4, C2: 4,7nF
C3: 470nF
C5: 100µF/10
C7: 1µF

Półprzewodniki
D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8: 1N4148 lub odpowiednik
IC1: 6116
IC2: 4040
IC3, IC4: 74HCT244, LS244
IC5: 4093
IC6: 4001
IC7: NE555
IC8: 7805

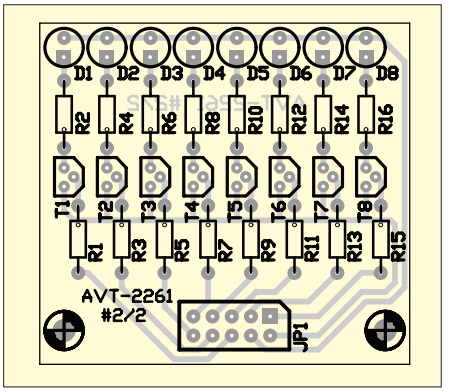
Pozostałe
CON1: ARK2 (3,5mm)
JP1, JP2, JP3: PIN HEADER 5X2
S1, S3: SW DIP-8
S2: SW DIP-3
S4, S8: przełącznik hebelkowy
S5, S6, S7: przycisk RESET lutowany w płytkę
Złącze zaciskowe 10
Odcinek przewodu taśmowego 10 żyłowego ok. 20 cm
8 chwytaków miniaturowych
1 krokodylek

Montaż i uruchomienie

Na rysunku 3 została pokazana mozaika ścieżek płytki drukowanej wykonanej na laminacie dwustronnym z metalizacją oraz rozmieszczenie na niej elementów.



Rys. 3. Schemat montażowy



Rys. 3. Schemat montażowy

Montaż układu wykonujemy w typowy sposób, rozpoczynając od elementów o najmniejszych gabarytach, a kończąc na kondensatorze elektrolitycznym. Jak zwykle doradzam zastosowanie podstawek pod układy scalone, z ty że pod układ IC1 jest ona absolutnie niezbędna i to z dwóch powodów. Po pierwsze, wewnątrz podstawki pod IC1 zostały umieszczone trzy rezystory: R1, R2 i R3. Po drugie, dopiero teraz przypomniałem sobie o jeszcze jednej możliwości wykorzystania zbudowanego układu. Otóż, może on służyć jako „odtwarzacz" danych zapisanych w EPROM ie typu 2732, który bez żadnych przeróbek można po prostu włożyć w podstawkę pod IC1. Oczywiście, nie będziemy mieli jakiejkolwiek możliwości zapisania informacji, ale jedynie odtworzenie danych wpisanych za pomocą programatora do pamięci.

Jedyną trochę nietypową czynnością będzie przygotowanie kabla łączącego generator z badanym układem. To wykonania kabla wykorzystamy odcinek przewodu taśmowego, na którego jednym końcu zaciśniemy typowe złącze 10. Drugi koniec przewodu taśmowego rozdzielamy i do końcówek przewodów lutujemy osiem miniaturowych chwytaków pomiarowych i jeden krokodylek – do przewodu prowadzącego do masy układu. Można zastosować jeszcze jeden krokodylek, dołączony do obwodu zasilania i zaopatrywać w prąd nasze urządzenie z testowanego układu.

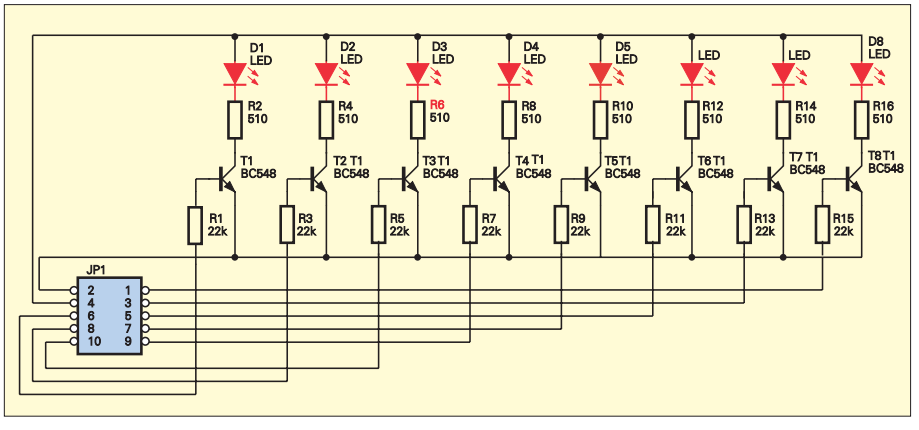
Prototyp układu był wyjątkowo udany i pomimo przysłowiowego wręcz roztargnienia autora „odpalił" bez najmniejszych poprawek. Można więc sądzić nie bez podstaw, że zmontowane przez Was układy odziedziczą cechy przodka i także nie sprawią najmniejszego kłopotu i po dołączeniu zasilania będą natychmiast gotowe do pracy.

Warto jeszcze wspomnieć o wielokrotnie już wspominanej możliwości dołączenia do naszego generatora monitorów linii 8 bitowej AVT–1144. Płytka naszego układu została zaprojektowana tak, że dodatkowe układy można do niej dołączyć za pośrednictwem 10 żyłowego kabla taśmowego zakończonego wtykami zaciskanymi. Do modułów AVT–1144 zostaną wtedy doprowadzone nie tylko sygnały cyfrowe, ale także i zasilania. Jeden układ monitora możemy dołączyć do złącza JP1, uzyskując w ten sposób kontrolę nad stanem szyny danych układu. Jeżeli chcielibyśmy zapewnić sobie pełen komfort pracy, do drugi moduł monitora możemy dołączyć do przeznaczonego do tego celu złącza JP2, uzyskując w ten sposób pełną informację o aktualnym adresie pamięci, pod który zapisujemy dane lub je odczytujemy. Przy wykorzystaniu układów AVT–1144 odczyt może być dokonywany zarówno w systemie dziesiętnym jak i w hexadecymalnym co znacznie ułatwia uruchamianie systemów mikroprocesorowych i układów przeznaczonych do współpracy z komputerami.

Jeżeli wykorzystamy prostszy układ monitorowania stanu szyny danych, to sposób jego dołączenia do generatora jest identyczny z wyżej opisanym. Płytka drukowana tego prostego układu została przedstawiona na rysunku 4, a montaż ośmiu diod LED, ośmiu tranzystorów i garstki rezystorów nie wymaga chyba komentarza. Ponieważ wyświetlanie danych za pomocą diod jest rozwiązaniem zastępczym, w skład kitu wchodzi jedynie jedna płytka drukowana tego układu, a elementy potrzebne do jego zmontowania można zakupić osobno.

Zbigniew Raabe

Rys. 4.



Uwaga!

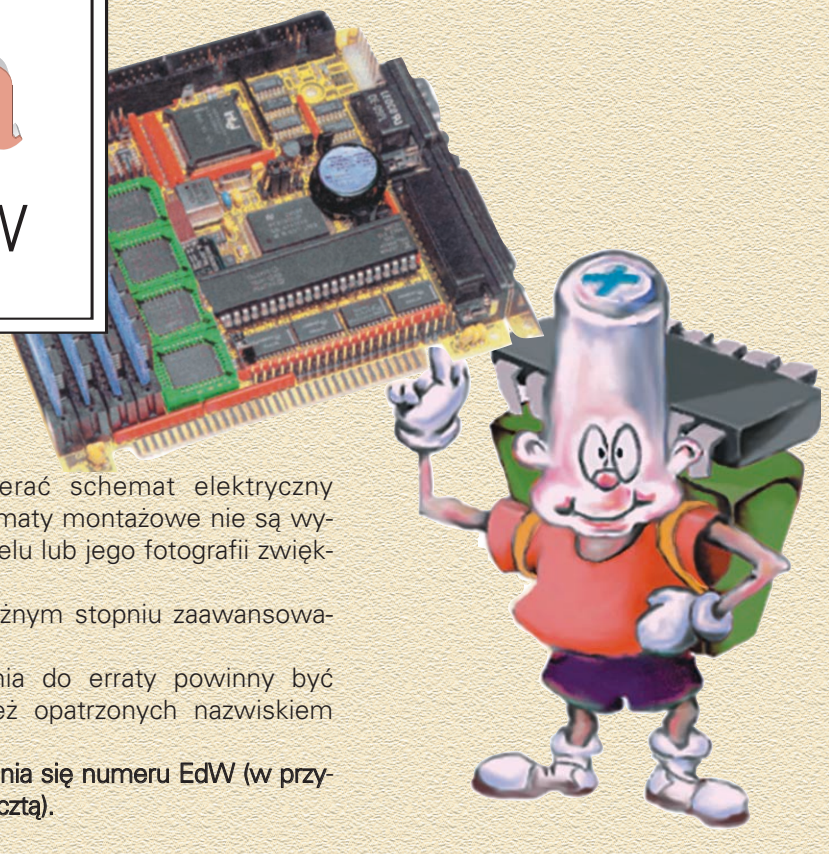
Czy jesteś zainteresowany budową amatorskiego analizatora widma o paśmie 0Hz...1GHz?

Opis zamieszczony był w czasopiśmie *Świat Radio 4, 5/98*.

W razie większego zainteresowania Dział Handlowy AVT może sprowadzić do Polski kity tego urządzenia.

Osoby zainteresowane proszone są o listowne zgłoszenie chęci nabycie zestawu. Szacunkowa cena zestawu – około 1000zł. Zgłoszenia nie są traktowane jako zamówienie i posłużą tylko do rozeznania potrzeb polskich hobbystów.

Szkoła KONSTRUKTORÓW



Rozwiązanie zadania powinno zawierać schemat elektryczny i zwięzły opis działania. Model i schematy montażowe nie są wymagane. Przysłanie działającego modelu lub jego fotografii zwiększa szansę na nagrodę.

Ponieważ rozwiązania nadsyłają czytelnicy o różnym stopniu zaawansowania, mile widziane jest podanie swego wieku.

Ewentualne listy do redakcji czy spostrzeżenia do erraty powinny być umieszczone na oddzielnych kartkach, również opatrzonych nazwiskiem i pełnym adresem.

Prace należy nadsyłać w terminie 45 dni od ukazania się numeru EdW (w przypadku prenumeratorów – od otrzymania pisma pocztą).

Zadanie 28

Temat zadania numer 28 jest nieodłącznie związany z zadaniem 24. Czytając zamieszczony dalej materiał dotyczący rozwiązania zadania 24 przekonacie się, że zadanie to nie do końca spełniło swój cel.

W nowoczesnych konstrukcjach pobór prądu trzeba zmniejszać jak to tylko możliwe. Niestety, póki co, nie jest to zwyczajem większości uczestników Szkoły. A i prawdziwi zawodowi konstruktorzy często zapominają o potrzebie zmniejszania poboru mocy.

Temat jest bardzo ważny i dlatego zdecydowałem się zaproponować kolejne zadanie z tej dziedziny.

Oficjalny temat zadania brzmi:

Zaprojektować układ generatora (przebiegu prostokątnego) zasilany napięciem 9V, o współczynniku wypełnienia równym 1% lub mniej, częstotliwości mniejszej niż 0,01Hz, pobierający w czasie pracy jak najmniej prądu.

A oto szczegółowe warunki:

Na wyjściu generatora musi występować przebieg prostokątny. Częstotliwość ma wynosić poniżej 0,01Hz, czyli okres ma być dłuższy niż 100 sekund. Nie może to być najprostszy generator o współczynniku wypełnienia około 50%. Współczynnik wypełnienia ma wynosić nie więcej niż 1%, czyli 0,01. To znaczy, że przez 99% czasu na wyjściu ma panować stan niski – napięcie masy, a przez co najwyżej 1% czasu stan wysoki, czyli napięcie zasilające 9V. Uwaga na podane napięcie wyjściowe! To jest warunek konieczny: przez te 1% czasu napięcie na wyjściu ma wynosić nie mniej niż 8...9V.

Do budowy generatora należy użyć typowych podzespołów dostępnych w handlu. Uwaga: w układzie trzeba zastosować typowe rezystory. Rezystorów o rezystancji większej niż 22MΩ prawie się nie spotyka. Niech więc największa rezystancja w układzie nie przekroczy 22MΩ – to znaczy, że nie można szeregowo łączyć kilku rezystorów, żeby osiągnąć rezystancję większą niż 22MΩ.

Zastosowane układy scalone też powinny być łatwo dostępne: rozważcie sens stosowania kostek CMOS rodziny 4XXX, układu 555 w wersji CMOS oraz mikromocowych wzmacniaczy operacyjnych CMOS.

Przerysowane z książek schematy superoszczędnych generatorów scalonych, których nie sposób kupić, raczej nie mają szans na nagrody. Celem zadania jest bowiem praktyczne zrealizowanie układu, a nie tylko pokazanie jakichś schematów na papierze.

Zadanie tylko na pozór jest beznadziejnie łatwe. Zauważcie, że układ ma być zasilany z baterii 9-woltowej. Generator o poborze prądu powyżej 0,1mA to żaden powód do zadowolenia. Takie rozwiązania nie będą klasyfikowane. Zużycie prądu powyżej 20 mikroamperów też nie jest rewelacją. Znając wasze możliwości spodziewam się znacznie lepszych rezultatów i jestem przekonany, że tym razem walka będzie się toczyć nie tylko o każdy mikroamper, ale nawet o ułamki mikroampera.

Na pewno nie obejdzie się bez prób. Ci, którzy nie chcą takich prób przeprowadzić i chcieliby tylko przysłać jakieś książkowe rozwiązania, niech nie marnują swojego i mojego czasu. Nie ukrywam, że spodziewam się działających modeli.

Stawiając to zadanie, przede wszystkim chcę was skłonić do przeprowadzenia szeregu prób. Bardzo proszę, przebadajcie gruntownie kilka układów: koniecznie popularne generatory z kostkami 4001 (lub 4011), 4093, 40106, 4541, 4047, 4046 i sprawdźcie, jak zachowują się takie generatory przy różnych wartościach napięcia zasilającego. To naprawdę jest bardzo ważne! Sprawdźcie, przy jakim minimalnym napięciu zasilania mogą pracować poszczególne kostki – nie pomińcie przy tym układu 4047. Zbadajcie też, jak pobór prądu zależy od wartości rezystorów w obwodach ustalających częstotliwość. To są właśnie dwie główne drogi prowadzące do zmniejszenia poboru prądu. Nie zapomnijcie jednak, że cały moduł generatora ma być zasilany napięciem 9V (bateria 6F22) i na wyjściu koniecznie musi dawać przebieg, w którym stan wysoki to napięcie 8...9V. Co zrobić, by mimo tak wysokiego napięcia zasilającego utrzymać pobór prądu na poziomie pojedynczych mikroamperów lub mniej?

Jak z tego widać, w tym zadaniu nie chodzi tylko o końcowy wynik. Bardzo dużą szansę na nagrody będą mieć prace, w których krótko przedstawicie wyniki doświadczeń – zarówno sukcesy, jak i porażki. Tylko bardzo proszę, żebyście wyniki badań przedstawili **zwięźle**, w przeciwnym razie będę miał duże

kłopoty przy ocenie prac. Najlepiej, gdy będzie to schemat przebadanego układu i tabelka przedstawiająca pobór prądu w zależności od napięcia zasilania i wartości rezystorów. (Tu, żeby wam oszczędzić czasu, zdradzę tajemnicę – pobór prądu zasadniczo nie zależy od pojemności kondensatora, tylko rezystancji rezystora ustalającego częstotliwość; dlatego próby przeprowadźcie z kondensatorami o małych wartościach.) Rozważcie jednak problem kondensatorów: czy w układzie mogą być wykorzystane „elektrolity"? Przecież okres powtarzania ma wynosić co najmniej 100 sekund. Niektóre scalone układy generatorów nie mogą współpracować z elektrolitami, bo napięcie na kondensatorze zmienia biegunowość. Pomyślcie też o prądzie upływu, o starzeniu elementów.

Mam nadzieję otrzymać przynajmniej kilka rzeczowych relacji z przeprowadzonych prób. Ich wyniki będą bardzo cenne dla wszystkich naszych Czytelników. O razu informuję, że najciekawsze takie opisy przedstawię przy rozwiązaniu tego zadania, by wszyscy mogli z nich odnieść pożytek. Autorzy takich opracowań zostaną dodatkowo wyróżnieni. Dlatego proszę, nie zlekceważcie tego zagadnienia i poeksperymentujcie z różnymi układami generatorów.

Rozwiązanie zadania 24

Tematem tego zadania było skonstruowanie układu sygnalizatora obniżenia temperatury, który w spoczynku pobierałby jak najmniej prądu. Sygnalizator taki miał być zasilany z baterii.

Jak zwykle otrzymałem kilkadziesiąt rozwiązań. I jak zwykle niektóre były znakomite, a inne od razu zostały odłożone na bok przy pierwszym czytaniu.

Ogólnie biorąc, wyniki przekonały mnie, że ogromna większość z was nadal nie rozumie do końca problemu zmniejszania poboru prądu. Wiele prac pokazało, że ich autorzy poruszają się w tej dziedzinie wręcz po omacku, popełniając karygodne błędy i przeoczając liczne możliwości.

W związku z tym zdecydowałem się kontynuować ten jakże praktyczny temat i w tym numerze przedstawiłem pokrewne zadanie.

Uwagi ogólne

Znaczna część uczestników nie zadała sobie trudu, żeby policzyć na jak długo starczą baterie, użyte do zasilania ich układu. Jeśli ktoś proponuje, by jego sygnalizator był zasilany z małej 9-woltowej baterii 6F22 o pojemności około 150mAh (zwykła) lub około 450mAh (alkaliczna), a pobór prądu w spoczynku wynosi kilka miliamperów, to jest to grube nieporozumienie – właściciel takiego sygnalizatora wydałby majątek na baterie. Jestem jednak przekonany, że nie wyda tych pieniędzy, bo wcześniej wyrzuci taki sygnalizator na śmietnik.

Ze względu na koszty, pobór prądu w spoczynku na pewno powinien być mniejszy niż 0,1mA. Część uczestników zaproponowała wykorzystanie jakichkolwiek bramek CMOS w charakterze komparatorów. Niedoświadczeni konstruktorzy, a jednocześnie nieuważni czytelnicy cyklu „Pierwsze kroki w cyfrówce", prowadzonego w EdW, spodziewali się, że taki układ zbudowany na CMOS-ach słynnych z zerowego poboru prądu rozwiąże sprawę. Zapomnieli jednak, że CMOS-y rzeczywiście nie pobierają prądu, ale tylko w stanie spoczynku, gdy na ich wejściach i wyjściach występują „czyste" stany logiczne, to znaczy napięcia bliskie masy i plusa zasilania. Powód jest prosty: jedne z tranzystorów są całkowicie otwarte, ale inne całkowicie zamknięte i prąd zasilania nie płynie. Natomiast gdy na wejściach napięcie zbliżone jest do połowy napięcia zasilającego, zarówno „górne tranzystory MOSFET-P, jak i „dolne" MOSFET-N są częściowo otwarte i prąd zasilania przepływa przez takie tranzystory. Wartość tego prądu zależy od napięcia zasilania. W każdym razie przy zasilaniu napięciem 9V prąd ten może być znacznie większy niż dopuszczalne 0,1mA! Tu duży minus, może nawet bardzo duży minus, mogą sobie postawić ci wszyscy, którzy o tym zapomnieli.

Inną kwestią jest zmiana napięcia progowego bramek w funkcji napięcia zasilania. To również jest problem, choć może nie tak duży. Nie trzeba natomiast przejmować się zależnością napięcia przełączania od temperatury, bo jeśli układ będzie umieszczony w jednej obudowie z czujnikiem, przy kalibracji wstępnej zostaną uwzględnione parametry wszystkich użytych elementów.

Trzeba przyznać, że sporej grupie kolegów (i jednej koleżance) udało się zbudować układ ciągłego monitorowania temperatury o poborze prądu poniżej 100µA. Ale 100µA to żadna rewelacja – trzej koledzy skonstruowali układy pobierające w spoczynku tylko 1...3µA!

Jak udało się to osiągnąć?

Przede wszystkim należało skorzystać z podpowiedzi i wykonać układ, który pracowałby impulsowo. Czyli sam blok pomiaru temperatury byłby włączany na przykład co pół godziny, czy co godzinę na dosłownie sekundę, a przez pozostały czas byłby wyłączony. W tych długich okresach spoczynku pracowałby tylko generator uruchamiający blok pomiaru temperatury. Włączany na krótko blok pomiaru temperatury wcale nie musi być superoszczędny. Przykładowo, przy włączaniu co pół godziny (1800 sekund) na jedną sekundę bloku pobierającego 2mA, średni prąd wyniesie około 1,1µA.

O całkowitym poborze prądu decyduje więc nie blok pomiaru temperatury, ale użyty generator. I tu zaczynają się kłopoty. Nie jest łatwo zbudować generator pobierający przy napięciu zasilania powyżej 5V prąd mniejszy niż 20µA. Na dodatek generator przy bardzo małej częstotliwości rzędu 0,0005Hz ma mieć znikomo mały współczynnik wypełnienia, równy 0,000555, czyli około 0,05%.

Niektórzy koledzy zastosowali najprostsze generatory o współczynniku wypełnienia 50% i zmniejszyli pobór prądu przez blok pomiarowy tylko dwukrotnie. A w wielu wypadkach wystarczyło trochę się zastanowić i zmniejszyć współczynnik wypełnienia impulsów sterujących.

Nie ulega wątpliwości, że wielu kolegów porusza się po tym obszarze zupełnie po omacku. W licznych zaprezentowanych schematach można dostrzec iskrę pomysłu, ale niestety układ nie został dopracowany i końcowy efekt jest mizerny. Będę szczery aż do bólu – analizując niektóre prace bardzo się dziwiłem, że ich autorzy „rozpaprali" robotę i zostawili ją niejako w połowie drogi. Gdyby jeszcze trochę pomyśleli i przeprowadzili proste eksperymenty, uzyskaliby rewelacyjne wyniki. Wynika to z faktu, że wielu z was nadal nie ma zwyczaju sprawdzania swych prac po upływie choćby kilku dni. Zapalony konstruktor na gorąco rysuje schemat, pisze list, pakuje do koperty i wysyła do mnie. O wiele lepiej byłoby odłożyć schemat na kilka dni i jeszcze raz go spokojnie przeanalizować. Z całą pewnością pojawią się nowe, lepsze pomysły.

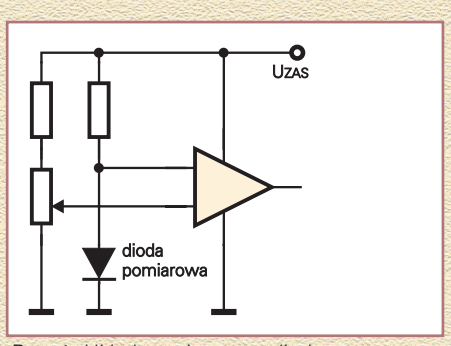
Brak pośpiechu jest tym bardziej potrzebny, gdy ktoś buduje model. Wtedy zamiast od razu budować model, koniecznie trzeba odłożyć schemat na półkę i za jakiś czas do niego powrócić. Gwarantuję wam, że to się opłaca.

Wracając do nadesłanych propozycji muszą stwierdzić, że tylko kilku kolegów wspomniało o problemie samorozładowania i wzrostu rezystancji baterii w niskich temperaturach. W niskich temperaturach samorozładowanie jest mniejsze i bateria może być przechowywana dłużej – to pozytywny objaw. Ale bez przesady! Jeden młody uczestnik podzielił pojemność baterii przez prąd i wyszło mu, że układ, zasilany z zestawu ogniw R20, będzie pracował nieprzerwanie przez kilkadziesiąt lat. Oczywiście jest to bzdura. Zwykłe baterie w temperaturze pokojowej same się rozładują po roku lub dwóch latach, a alkaliczne wytrzymają najwyżej 3...4 lata. W praktyce projektując superoszczędne układy należy zakładać, że będą zastosowane baterie alkaliczne i że będą one wymieniane raz na rok.

Ale to nie wszystko. W naszym zastosowaniu nie można dopuścić do pracy przy bateriach niemal całkowicie rozładowanych. Przecież to, co obliczaliśmy, to średni pobór prądu w stanie czuwania. Rzeczywiście, w takim trybie, baterie alkaliczne mogłyby pracować kilka lat, może nawet więcej. Ale co by się stało, gdy przy niemal całkowicie rozładowanych układ wywołałby alarm? Nasz sygnalizator z założenia musi mieć jakiś element sygnalizujący: choćby diodę LED lub lepiej głośny brzęczyk piezo. Taki element sygnalizujący do swego działania potrzebuje przynajmniej kilka miliamperów prądu, może nawet ponad 10mA. A taki alarm zdarzy się właśnie przy niskiej temperaturze, czyli wtedy gdy bateria będzie miała zwiększony opór wewnętrzny. Jeśli byłaby to bateria stara, prawie pusta wskutek rozładowania, wtedy w krytycznym momencie układ sygnalizacyjny okaże się zupełnie nieskuteczny.

Tyle o pojemności baterii. Ale to nadal nie koniec problemów.

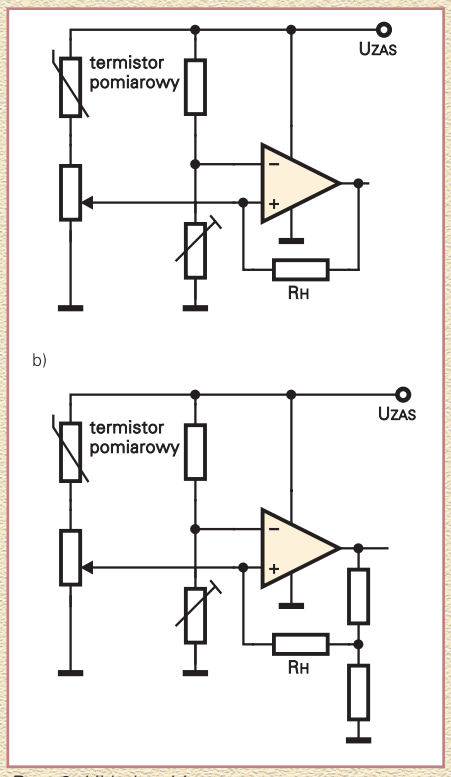
Jak wiadomo, w trakcie użytkowania napięcie baterii stopniowo spada. Może to powodować zmianę progu zadziałania bloku pomiaru temperatury. Wszystko zależy od tego, jak zbudowany będzie taki blok pomiarowy. I tu warto polecić klasyczny układ mostkowy z termistorem i komparatorem czy wzmacniaczem operacyjnym. W układzie mostkowym komparator mierzy różnicę napięć w obu gałęziach mostka, gdzie występują tylko rezystancje i w efekcie wpływ zmian napięcia zasilającego jest znikomy. Wielu uczestników w charakterze czujnika zaproponowało diody (spadek napięcia w kierunku przewodzenia). Idea ta jest w zasadzie słuszna, ale wtedy trzeba staranie zaprojektować jakieś źródło napięcia odniesienia. Dlatego idea pokazana na **rysunku 1** jest błędna – przy zmianie napięcia zasilania silnie zmieniać się będzie progowa temperatura zadziałania układu. Częściowym rozwiązaniem problemu byłoby zastosowanie zamiast baterii alkalicznych ogniw srebrowych lub litowych. Mają one znacznie lepszą stabilność napięcia podczas rozładowania (pod warunkiem, że pobór prądu nie będzie duży). Z przyjemnością zawiadamiam, że dwóch kolegów pomyślało i o tym, proponując do zasilania baterie litowe.



Rys. 1. Układ pomiarowy z diodą

Oprócz problemu stabilności napięcia zasilającego, trzeba też wziąć pod uwagę sprawę powolnych zmian temperatury i wszechobecnych zakłóceń. Choć proponowany układ pomiaru temperatury ma pracować impulsowo przez czas, być może nawet krótszy niż 1 sekunda, nie można zapomnieć o wprowadzeniu do układu pomiarowego niewielkiej histerezy. Ostatecznie układ pomiaru temperatury mógłby wyglądać jak na **rysunku 2**. Rezystor RH wprowadza histerezę. Choć ten blok będzie pracował impulsowo, również jego pobór prądu powinien być możliwie mały: 1mA lub mniej. Wymaga to zastosowania wzmacniacza operacyjnego o małym poborze prądu (np. ICL7611, TLC271, albo popularniejszego TL061) oraz termistora i rezystorów o wartościach przynajmniej kilkudziesięciu kiloomów. Ponieważ w takim wypadku wartość rezystora RH, potrzebnego do wprowadzenia niewielkiej histerezy byłaby bardzo duża, można zastosować układ z rysunku 2b.

Tu można się zastanawiać, czy nie wystarczyłoby włączyć zamiast rezystora RH niewielki kondensator, który przy krótkim czasie włączenia zasilania gwarantowałby prawidłowe działanie tego bloku.



Rys. 2. Układy z histerezą

Do rozważenia jest tu kwestia, na jak długo trzeba włączać zasilanie bloku pomiarowego. Wcześniej podałem czas 1 s. Ale czy nie można go jeszcze zdecydowanie skrócić do 0,1 sekundy, lub jeszcze mniej? Na pewno jest to możliwe, ale trzeba przeprowadzić praktyczne próby, bo przy bardzo krótkich czasach pracy bloku pomiarowego (milisekundowych), dadzą o sobie znać pewne dodatkowe zjawiska.

Niektórzy czytelnicy będą się tu pewno zastanawiać, jaki jest sens włączania układu pomiarowego na tak krótki czas, bo jeśli sygnalizator ma kogokolwiek zaalarmować, to alarm musi trwać dłużej niż ułamek sekundy. Oczywiście! Przy takim rozwiązaniu urządzenie musi być wyposażone w jakąś pamięć alarmu. W najprostszym przypadku będzie to kondensator szybko ładowany w czasie pomiaru i utrzymujący swoje napięcie przez dłuższy czas. Pamięcią może też być przerzutnik RS.

Ale tu pojawia się kolejny problem: Wszystko dobrze, jeśli układ jest w stanie czuwania i nie wywołuje alarmu. Ale co się stanie, gdy temperatura się obniży, alarm zostanie wywołany i nikt nań nie zareaguje? Czy brzęczyk piezo sygnalizatora będzie wył bez przerwy aż do wyczerpania baterii? Problem ten dotyczy nie tylko układów pracujących impulsowo, tylko wszystkich rozwiązań.

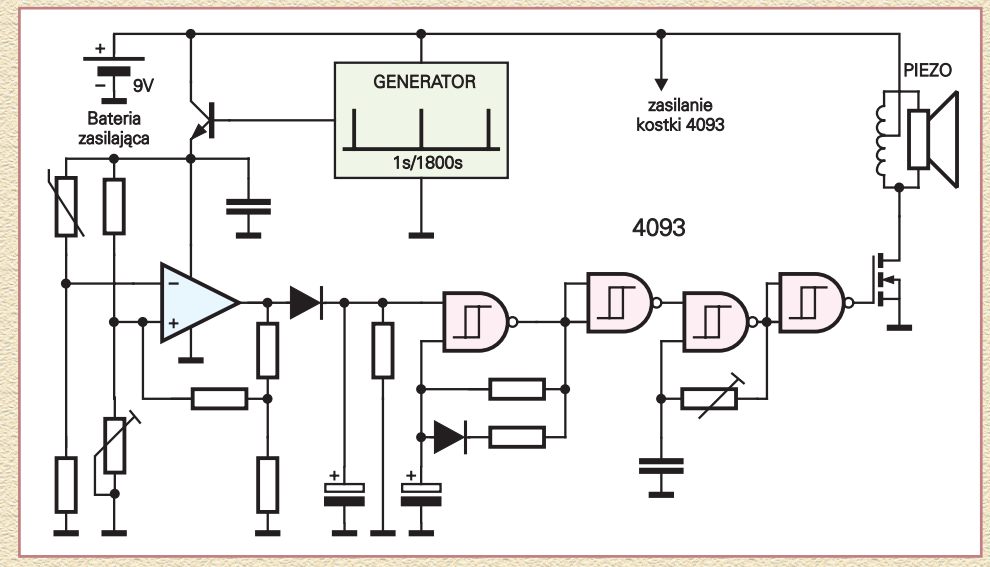
Sposobów zapobiegania całkowitemu rozładowaniu baterii jest kilka. W trybie impulsowym najprościej to zrealizować przez dodanie prostego układu uniwibratora. Wtedy przy obniżeniu temperatury w każdym cyklu (co pół godziny) brzęczyk sygnalizatora zostanie włączony na przykład na pół minuty. Przykład takiego układu pokazany jest na **rysunku 3**.

Z przyjemnością chciałbym odnotować, że kilku kolegów pomyślało o tym problemie i zastosowało skuteczne rozwiązania zapobiegające rozładowaniu baterii.

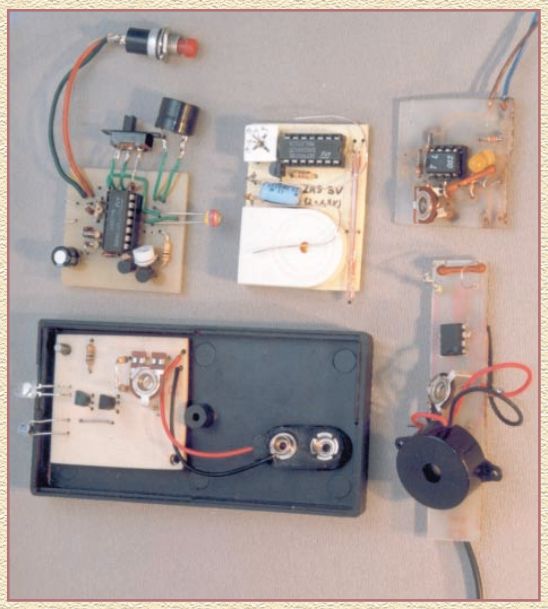
Kilku uczestników wspomniało też o problemie wilgoci. Rzeczywiście, nabiera on szczególnego znaczenia w przypadku, gdy na płytce mogłaby się wykraplać rosa. Wtedy prąd płynący przez kropelki wody mógłby nie tylko zaburzyć działanie urządzenia, ale okazać się znacznie większy, niż prąd pobierany przez układ. Nie można tego wykluczyć, dlatego płytka i układ muszą być skutecznie zabezpieczone przed wilgocią, na przykład przez zalanie całego urządzenia zalewą silikonową lub żywicą.

Nadesłane rozwiązania

Jak nadmieniłem na wstępie, poziom prac był bardzo zróżnicowany. Ale zróżnicowany był także wiek uczestników – według ujawnionych przez nich danych, najmłodszy konstruktor (który zresztą nadesłał prosty model) ma 12 lat. Oczywiście w pracach młodszych kolegów można znaleźć sporo błędów i ewidentnych wpadek. Ale u wielu z nich widać zadatki na dobrego konstruktora. Tym razem wśród uczestników nie namierzyłem żadnego totalnego bałaganiarza. Nie ujawnił się też żaden niepoprawny grafoman. W prawie wszystkich pracach można było się doszukać czegoś interesującego, niemniej jednak znaczna liczba



Rys. 3. Przykładowy układ sygnalizatora



Fot. 1. Pięć prostych modeli

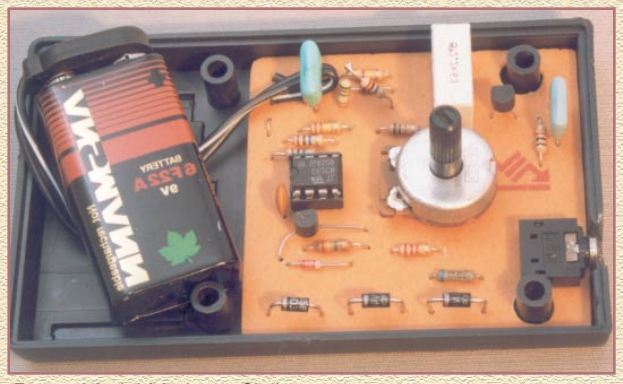
uczestników już na początku przyjęła błędne założenia i weszła w ślepy zaułek. W efekcie pobór prądu przedstawionych rozwiązań haniebnie przekracza granicę zdrowego rozsądku, czyli przyjęte 100µA.

Tym bardziej cenne są prace tych kolegów, których układy rzeczywiście mają szansą pobierać mało prądu. Wśród prac teoretycznych, różne rodzaje pracy impulsowej zaproponowali koledzy: **Radosław Koppel** z Gliwic, **Jarosław Tarnawa** z Godziszki, **Grzegorz Niemirowski** z Ryk, **Jacek Stolarczyk** z Łodzi, **Adam Sieńko** z Suwałk, **Jakub Mikians** z Elbląga, **Bogdan Taranta** z Wrocławia i **Marian Jarek** z Ołpin.

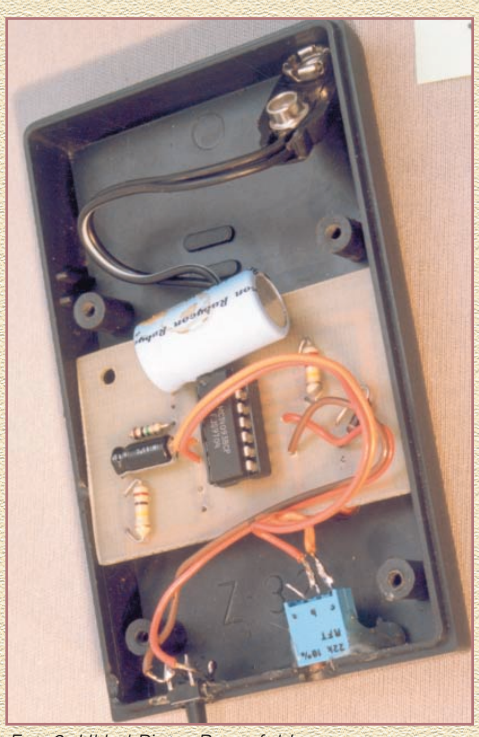
Jednak w sporej liczbie prac powtarzał się identyczny błąd – układ pracuje impulsowo, ale z wypełnieniem przebiegu sterującego równym 50%, co nie pozwala zmniejszyć poboru prądu bloku pomiarowego więcej niż do połowy. Oczywiście należało tak zmodyfikować układ, by współczynnik wypełnienia był mały, znacznie mniejszy niż 0,01. Dopiero to pozwoli radykalnie oszczędzać prąd.

W tym miejscu chciałbym jeszcze podać nazwiska kolegów, w których pracach teoretycznych dostrzegłem jakieś dobre strony, choć uzyskane efekty nie są zadowalające. Są to: **Michał Grzemski** z Grudziądza, **Rafał Kuchta** ze Skrzyszowa, **Rafał Pieniężnik** z Warszawy, **Wiesław Płucienik** z Chełmna, **Dariusz Minior** z Podskala i **Marcin Biernat** z Rozalina. Także **Krzysztof Kaliszewski** z Opoczna nadesłał projekt ciekawego układu kontroli temperatury, ale o innym przeznaczeniu (nadzorowanie węglowego pieca c.o.). Projekt jest interesujący, ale nie bardzo spełnia warunki zadania, pobierając prąd 0,9mA.

Jak się łatwo domyślić, oprócz kilkudziesięciu prac teoretycznych, otrzymałem rozwiązania praktyczne. Jeden uczestnik – **Marcin Biernat** z Rozalina nadesłał fotografię swojego układu, niestety nieostrą.



Fot. 3. Model Mariusza Ciołka



Fot. 2. Układ Piotra Rozenfelda i Marcina Pilarskiego

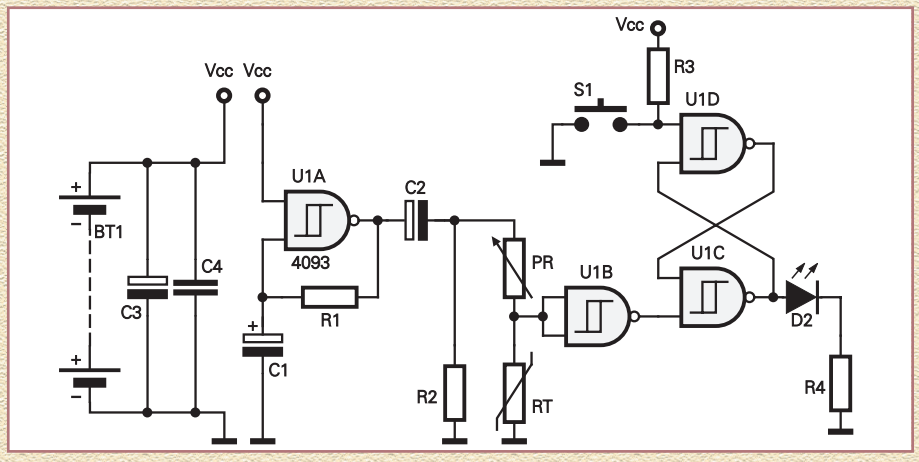
Wśród nadesłanych modeli niektóre były bardzo proste, część z nich pobiera znaczny prąd. Na **fotografii 1** można zobaczyć modele **Marcina Jakubowskiego** z Wojnicza, **Leszka Pietrukańca** z Gdyni, **Michała Kapłona** z Sitańca, **Barbary Jaśkowskiej** z Gdańska i **Michała Gołębiewskiego** z Bydgoszczy.

Układ Barbary, zrealizowany w beznadziejnie prosty sposób (dwie bramki NOR 4001, termistor, potencjometr, brzęczyk), pobiera tylko 25µA prądu, i to przy pracy ciągłej. Za to proste, choć nie do końca praktyczne rozwiązanie, Basia otrzyma upominek.

Na **rysunku 4** i **fotografii 2** można zobaczyć wspólną propozycję **Marcina Pilarskiego** i **Piotra Rozenfelda** ze Złotowa. Obaj również otrzymają drobne upominki.

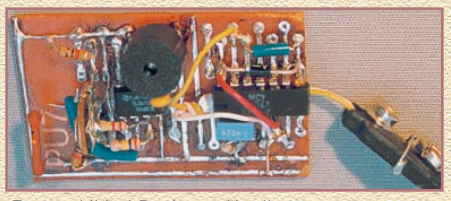
Fotografia 3 przedstawia model nadesłany przez **Mariusza Ciołka** z Kownacisk. Schematu układu nie podaję, bo pobór prądu wynosi 300µA. Mariusz zaproponował też proste rozwiązanie polegające na wykorzystaniu gotowej kostki LM56. Tym razem Mariusz nie dostanie nagrody, ale jego propozycje mają dobre strony. Nie mam wątpliwości, że jego nazwisko jeszcze niejednokrotnie zagości na łamach EdW na listach nagrodzonych.

Rysunek 5 i **fotografia 4** pokazują układ zaproponowany przez **Krzysztofa Nowakowskiego** z Bolkowa. Krzysztof jest stałym i bardzo młodym uczestnikiem naszej szkoły. Jego wcześniejsze propozycje często pozostawiały wiele do życzenia. Tym razem układ zasługuje na szczerą pochwałę. Jego autor szybko się uczy i naprawdę robi szybkie postępy. Brawo! Choć układ nie zmieścił się w ścisłej czołówce, Krzysztof otrzyma nagrodę nie tylko za ten układ, ale za wytrwały udział w Szkole Konstruktorów.

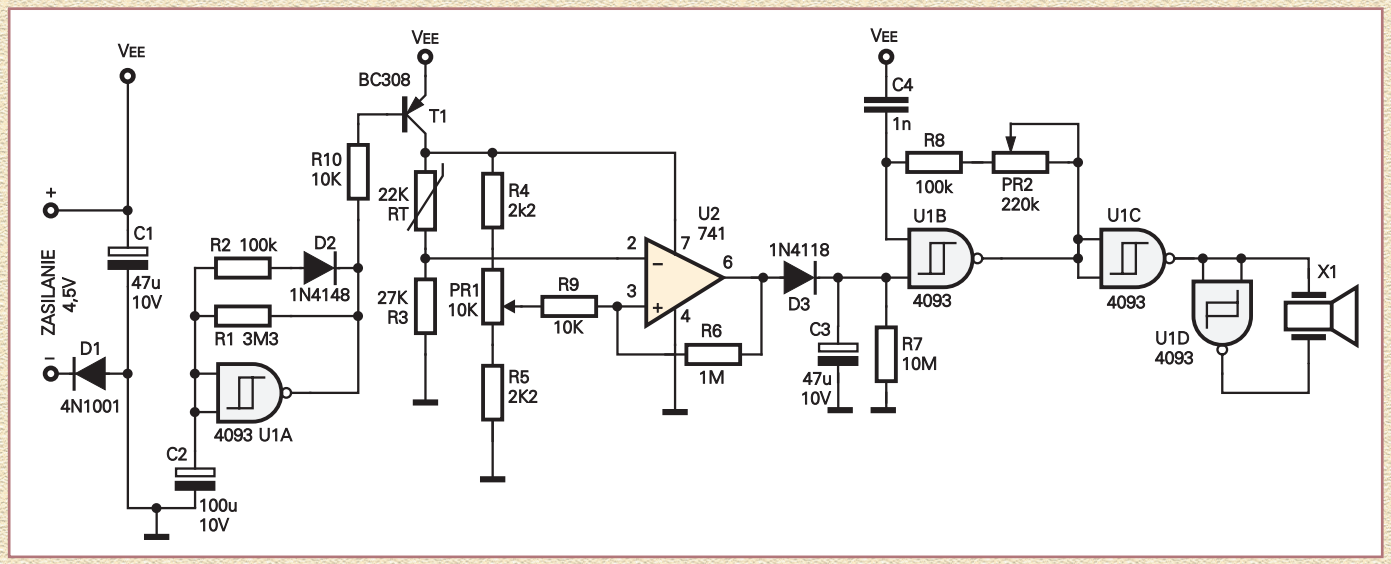


Rys. 4. Układ Piotra Rozenfelda i Marcina Pilarskiego

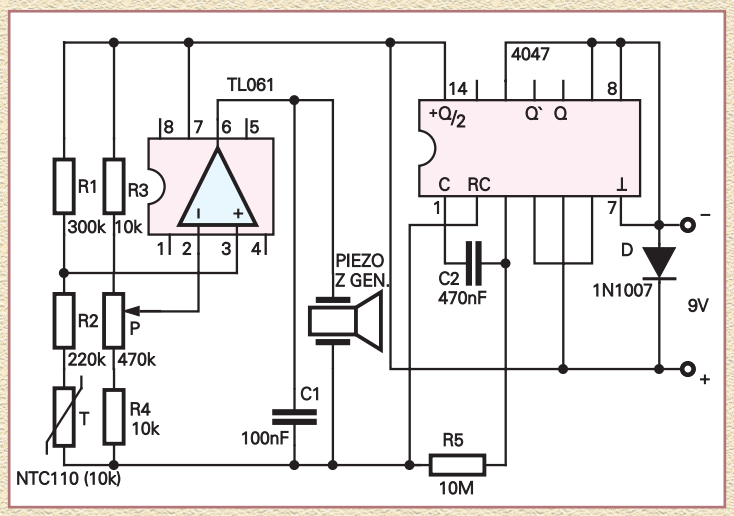
Fot. 4. Układ Krzysztofa Nowakowskiego



Fot. 5. Układ Dariusza Knulla



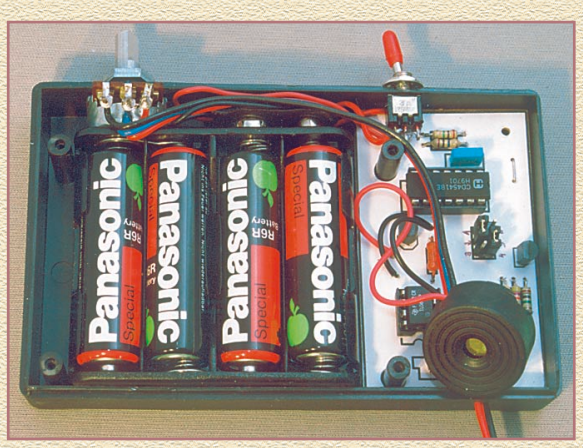
Rys. 5. Propozycja Krzysztofa Nowakowskiego



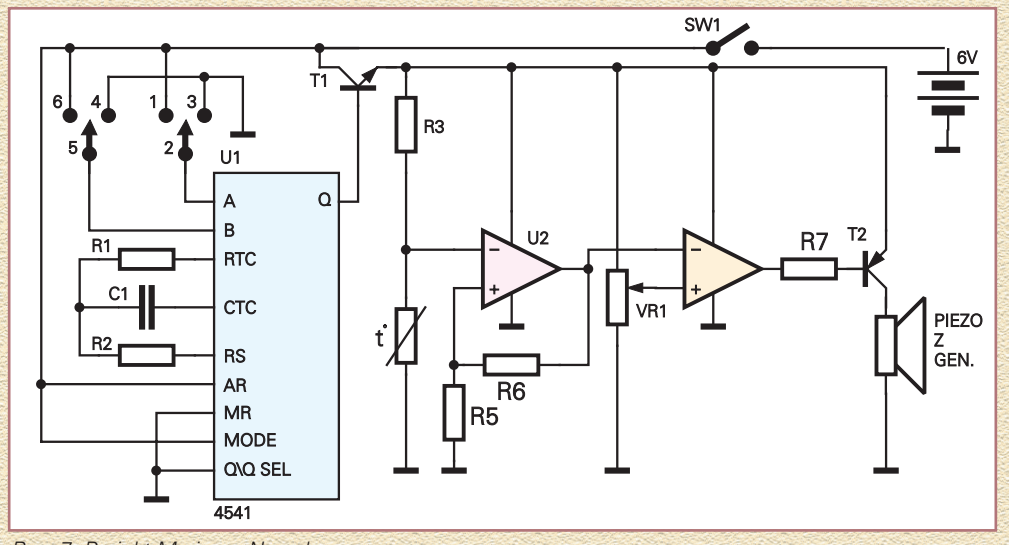
Rys. 6. Układ Dariusza Knulla

Rysunek 6 i **fotografia 5** pokazują układ **Dariusza Knulla** z Zabrza. Choć Darek skromnie zalicza się do średnio zaawansowanych hobbystów-samouków, w jego propozycji jest kilka bardzo dobrych rozwiązań. Jedynym poważnym błędem jest brak prościutkiego obwodu składającego się z diody i rezystora, który radykalnie zmniejszyłby współczynnik wypełnienia impulsów generowanych przez kostkę 4047 z 50% do ułamka procenta. W ten sposób Darek był o jeden malutki krok od zwycięstwa. Miał szansę w beznadziejnie prosty sposób zmniejszyć średni pobór prądu swego do około 2...2,5μA. Nie wykorzystał tej szansy. Otrzyma jednak część głównej puli nagród.

Podobnie o krok od pełnego sukcesu był **Mariusz Nowak** z Gacek. Jego układ można zobaczyć na **fotografii 6** i **rysunku 7**. Także tu zabrakło wykończenia. Niemniej jestem przekonany, że Mariusz jeszcze da o sobie znać w naszej Szkole.



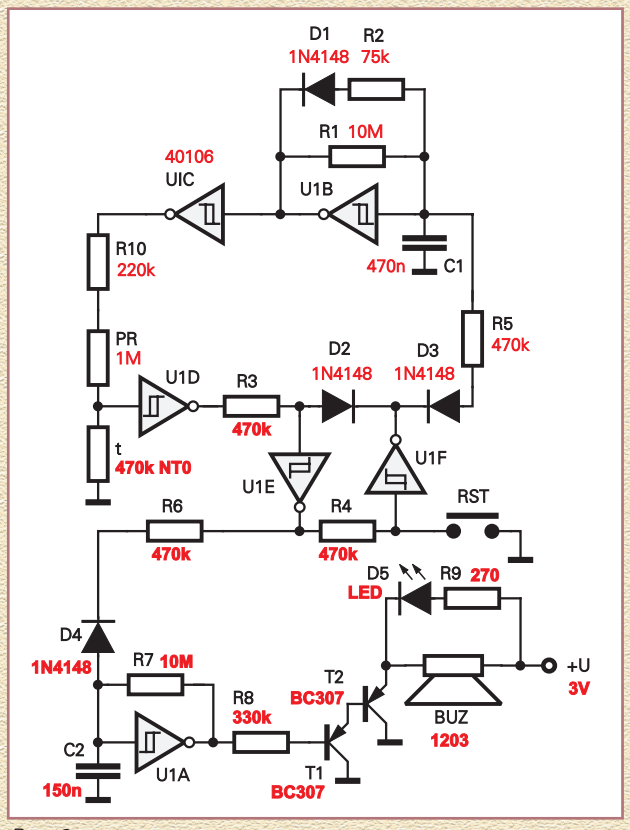
Fot. 6. Model Mariusza Nowaka



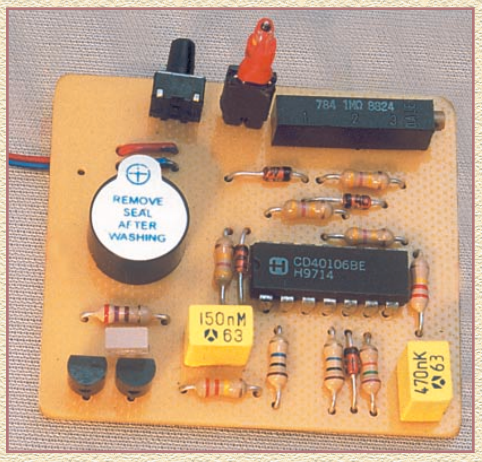
Rys. 7. Projekt Mariusza Nowaka

Rysunek 8 i **fotografia 7** Pokazują układ **Pawła Bajurko** z Warszawy. Oto fragmenty listu: *(...) Temat zadania bardzo mnie zaintrygował, gdyż często mam duże problemy ze zużyciem prądu przez budowane urządzenia (jako przykład mogę podać prototyp licznika wysłany jako rozwiązanie zadania „elektronika w rowerze").*

Do budowy „termoalarmu" postanowiłem użyć między innymi układów scalonych CMOS. W pierwotnych zamierzeniach urządzenie miało się składać z komparatora i dwóch dzielników rezystorowych (jeden z nich zawierałby termistor NTC). Komparator i dzielniki zasilane by były impulsowo poprzez bufor (z kilku bramek) i generator RC, zbudowane na 40106. Stan alarmu miał być zapamiętywany przez przerzutnik zbudowany na tymże układzie i podawany na tranzystor polowy BUZ10, który z kolei sterowałby urządzeniami wyjściowymi (np. generatorem dźwięku). Zasilanie: z płaskiej baterii 4,5V. W czasie prób okazało się, że bramka



Rys. 8.



Fot. 7. Sygnalizator Pawła Bajurko

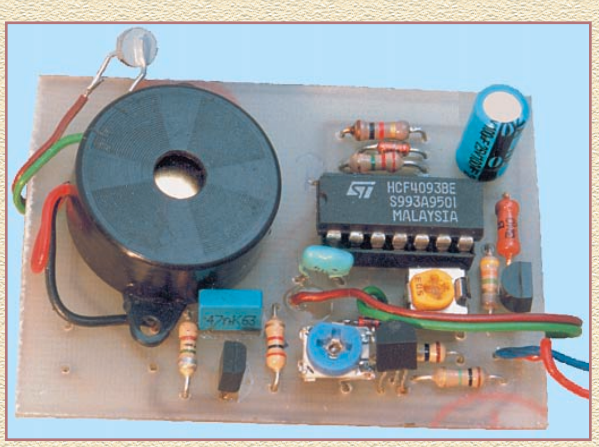
R1, D1, R2 i C1 generują impulsy szpilkowe, które przez bufor U1C zasilają dzielnik napięcia (R10, PR i termistor). U1D pełni rolę komparatora. R3, U1E, U1F, D2 i R4 to przerzutnik zerowany przełącznikiem astabilnym RST. D3, R5 blokują generator szpilek, gdy przerzutnik jest w stanie alarmu (zmniejsza to pobór prądu w stanie alarmu o kilkaset nA (ma to sens przy wykorzystaniu podwójnego zasilania, o czym niżej)). U1A, C2, R7 wytwarza sygnał przerywany, który przez R8, T1 i T2 jest podawany na urządzenia wykonawcze (generator BUZ i dioda D5). Sygnał przerywany zwiększa efektywność alarmu i zmniejsza pobór prądu. R6 i D4 blokują wytwarzanie tego sygnału w stanie spoczynku.

Układ pobiera w stanie spoczynku 0,5 do 1 µA w zależności od temperatury (im cieplej, tym większy prąd). Gdy włącza się alarm, prąd wzrasta o 3 – 4 rzędy wielkości i istnieje niebezpieczeństwo, że mała bateria litowa (np. CR2016 lub CR2025) nie wysteruje urządzeń wyjściowych, a już na pewno szybko się rozładuje.

(...) Chciałbym się teraz powołać na Szkołę Konstruktorów z EdW 11/97. W moim poprzednim liście napisałem, że chcę zbudować coś na kształt komputerka rowerowego. Uprzejmie donoszę, że wykonałem prototypowy model licznika kilometrów, który z powodzeniem zastosowałem w moim rowerze. Licznik zbudowany jest na układach CMOS, wyposażony jest w wyświetlacz ciekłokrystaliczny i pobiera 60 µA z możliwością zredukowania tej liczby co najmniej do 40. Układ ma dość prostą konstrukcję: impulsy z kontaktronu są filtrowane, następnie zliczane (metodą jeden impuls na sto metrów) i wynik jest podawany na wyświetlacz. Układ bez problemu powinien się zmieścić we wnętrzu rowerowej latarki-reflektora, jakie widziałem u kolegów (zwłaszcza przy zastosowaniu montażu powierzchniowego).

Projekt Pawła postawiłem na drugim miejscu wśród nadesłanych układów. Wyniki są świetne, ale Paweł uzyskał je w pewnym sensie przez przypadek. Dlatego też pierwsze miejsce w tym wydaniu konkursu otrzymał projekt **Grzegorza Bednarza** z Cięciny. Grzegorz wiedział, co chce osiągnąć i konsekwentnie zrealizował swój plan. Uzyskał wprawdzie pobór prądu nieco większy, niż w poprzednim projekcie, mianowicie 2µA, jednak jego układ jest zasilany stosunkowo wysokim napięciem 9V, jest stabilny i co ważne, nie boi się zmian napięcia zasilającego.

Model nadesłany przez Grzegorza można zobaczyć na **fotografii 8**. Schematu nie podaję, bo byłoby to zbyt dobra wskazówka dla tych, którzy będą męczyć się z zadaniem postawionym w tym numerze.



Fot. 8. Układ Grzegorza Bednarza

NOT Schmitta ma na tyle stabilne napięcia przełączania, że stosowanie komparatora i drugiego dzielnika napięcia staje się zbędne. Ucieszyłem się z tego bardzo, bowiem zmniejszyło się zużycie prądu. Wynosiło ono teraz 16µA przy częstotliwości generatora ok. 30Hz i współczynniku wypełnienia ok. 1%.

Niestety, tu pojawił się problem. Usunięcie komparatora wymaga użycia stałego napięcia zasilającego (by napięcie przełączania było stałe), czego nie zapewnia płaska bateria. Użycie zwykłych stabilizatorów napięcia nie wchodzi w grę, ze względu na zbyt duży pobór prądu (kilka mA), z kolei zdobycie stabilizatorów o obniżonym poborze prądu (dziesiątki µA) okazało się niemożliwe. Konieczne stało się znalezienie baterii o stabilnym napięciu. Świetnie do tego nadaje się bateria litowa: napięcie 3V, stabilność sprawdziłem doświadczalnie – użyta w elektronicznym notatniku o poborze prądu ok. 4µA w stanie uśpienia, ok. 20µA w stanie (dość rzadkiego) czuwania i 30 do 100µA w stanie (jeszcze rzadszej) pracy utrzymała stabilność 0,01V przez rok jej dotychczasowego używania. Jedyną wadą baterii litowej jest to, że przez pierwsze 2 – 3 tygodnie utrzymuje napięcie ok. 3,3V, dopiero potem ustala się stabilne3V.

Przystąpiłem więc do prób z napięciem 3V. Podłączyłem stabilizowany zasilacz, mikroamperomierz, popatrzyłem na wyświetlacz i... zdębiałem.

(Tu celowo pominąłem część listu wyjaśniającą, dlaczego Paweł zdębiał, bo byłaby to zbyt daleko idąca podpowiedź dla wszystkich, którzy zmierzą się z zadaniem ogłoszonym w tym numerze.)

(...) Sprawdziłem jeszcze poprawność działania, ale wszystko było w porządku.

W tym akapicie postaram się krótko opisać funkcje poszczególnych podzespołów. U1B,

W każdym razie **Grzegorz** otrzyma główną część puli nagród. A swoją drogą, zarówno **Pawła**, jak **Grzegorza** zachęcam do nadsyłania swoich projektów do działu Elektronika-2000. Szczegółowe wskazówki i wymagania podane są w specjalnym artykule w tym numerze EdW.

Nagrodami w głównej puli nagród są zestawy układów CMOS, które znakomicie nadają się do budowy superoszczędnych urządzeń elektronicznych. Podzielą je między siebie, **Grzegorz Bednarz**, **Paweł Bajurko** i **Dariusz Knull**. Natomiast koledzy, **Krzysztof Nowakowski** z Bolkowa, **Grzegorz Bednarz** z Cięciny i **Mariusz Ciołek** z Kownacisk za częsty udział w Szkole dostaną cenne książki. Drobne upominki otrzymają **Barbara Jaśkowska**, **Marcin Pilarski**, **Piotr Rozenfeld**. Nagrody ufundowała firma AVT.

Pozdrawiam wszystkich uczestników i sympatyków Szkoły i zachęcam do spróbowania swych sił w bieżącym zadaniu.

Wasz Instruktor
Piotr Górecki

Wzmacniacz mocy audio klasy D

Klub Konstruktorów jest przeznaczony dla bardziej zaawansowanych Czytelników, mających pewne doświadczenie w konstruowaniu i wykonywaniu urządzeń elektronicznych.

Formuła Klubu jest następująca: po zaprezentowaniu danego elementu na łamach EdW, do końca miesiąca czekamy na listy, w których przedstawicie propozycje, jak chcielibyście wykorzystać dany podzespół. Osoba lub osoby, które nadeślą najbardziej przekonujące listy, otrzymają dany element bezpłatnie (i bez żadnych zobowiązań względem redakcji). Nie stawiamy szczegółowych wymagań – Twoim zadaniem, Czytelniku, jest przekonać nas, że dany element należy udostępnić do eksperymentów właśnie Tobie! List powinien zawierać schemat ideowy proponowanego rozwiązania układowego, planowany sposób praktycznego zastosowania, ale można też napisać coś o sobie i swoich dotychczasowych osiągnięciach. W przeciwieństwie do Szkoły Konstruktorów, listy te nie będą publikowane, ani oceniane. Osoba, która otrzyma dany podzespół może, ale wcale nie jest zobowiązana, napisać potem do redakcji EdW i albo zaprezentować samodzielnie opracowane, kompletne urządzenie, albo podzielić się swymi uwagami na temat napotkanych trudności, albo nawet opisać okoliczności uszkodzenia elementu (wiemy, że często zdarza się to podczas eksperymentów). Najbardziej interesujące listy zawierające plon takich praktycznych doświadczeń, zostaną opublikowane w EdW.

Redakcja będzie też prezentować własne rozwiązania.

Tym razem bezpłatne próbki układów na potrzeby Klubu Konstruktorów dostarczyło polskie przedstawicielstwo firmy

SGS THOMSON
ul. Marszałkowska 82
00-517 Warszawa
tel. (0-22) 622-05-61

W *Elektronice dla Wszystkich* z listopada 1996 przedstawiliśmy artykuł pt. „Co nowego we wzmacniaczach mocy?" w serii „Dla elektroników dawniejszych". Omówione tam były wzmacniacze klas A, B, C, D oraz H. Artykuł ten spotkał się z dużym zainteresowaniem Czytelników, i to wcale nie tylko tych „dawniejszych". Najwięcej pytań dotyczyło praktycznej realizacji wzmacniacza klasy D.

W związku z ogromnym zainteresowaniem wzmacniaczami impulsowymi, Redakcja podjęła starania, by przedstawić Czytelnikom stosowny wzmacniacz klasy D zbudowany z ogólnie dostępnych podzespołów, jednak okazało się to niepraktyczne ze względu na stopień skomplikowania i koszty.

Dopiero pod koniec ubiegłego roku zarysowała się możliwość prezentacji takiego wzmacniacza i to w wersji scalonej. Firma SGS-THOMSON wprowadziła do swego katalogu rodzinę scalonych wzmacniaczy mocy audio klasy D.

Dzięki polskiemu przedstawicielstwu firmy, Redakcja EdW otrzymała pewną ilość próbek układu TDA7482, który jest najsilniejszym przedstawicielem wspomnianej rodziny, dając moc wyjściową 25W, przy sprawności (uwaga!) 87%, czyli mocy strat tylko 3.8W!

Przypomnienie

Jednym z największych wyzwań, które stoją przed elektronikami – konstruktorami jest problem odprowadzania ciepła. Wzmacniacz mocy można potraktować jak czarną skrzynkę, której zadaniem jest wzmocnić niewielki sygnał wejściowy i doprowadzić do głośnika sygnał o odpowiednio dużej mocy.

Co to znaczy wzmocnić? W przyrodzie energia czy moc nie powstaje sama z siebie. Jeśli do głośnika ma być doprowadzona duża moc (przez sygnał o dużym napięciu i dużym prądzie), to energia ta musi skądś pochodzić. Sygnał sterujący (wejściowy) ma bardzo mała moc, a więc do wzmacniacza należy doprowadzić z zewnątrz moc – moc zasilania.

Inaczej mówiąc, wzmacniacz to urządzenie, które przekształca doprowadzoną moc zasilania (w postaci napięcia i prądu stałego) na moc użyteczną doprowadzoną do głośnika (w postaci przebiegów zmiennych o kształcie wyznaczonym przez sygnał sterujący czyli wejściowy). **Rysunek 1** ilustruje, jak wyglądałoby to w idealnym przypadku. Cała dostarczona moc zasilania powinna zostać zamieniona na moc użyteczną.

Niestety, w praktyce jest to niemożliwe ze względu na występowanie pewnych strat. Nie jest możliwe, by cała moc zasilania zamieniła się na moc użyteczną. Zawsze część mocy zasilania zamieni się na ciepło.

Stosunek mocy użytecznej P_U do mocy zasilania P_{ZAS} jest zawsze mniejszy niż 100%. Stosunek ten jest nazywany sprawnością energetyczną i oznaczany grecką literą eta

Rys. 1. Sprawność idealnego wzmacniacza

$$\eta = \frac{P_U}{P_{ZAS}}$$

Czy są tu jakieś reguły? Czy wartość η jest z góry ograniczona?

W zasadzie nie! Choć na pewno nie jest możliwe uzyskanie sprawności 100% (choćby ze względu na straty mocy przy przepływie prądu przez rezystancje miedzianych przewodów), teoretycznie można zbudować wzmacniacz o sprawności 99 czy 98%. Niestety, na obecnym stopniu rozwoju, używając dostępnych obecnie elementów (tranzystorów) nie potrafimy tego zrobić w sposób zadowalający. Zawsze występują jakieś przeszkody, które objawiają swoją obecność stratami.

Przykładowo, aby zmniejszyć zniekształcenia, niektóre wzmacniacze pracują w klasie A, to znaczy tranzystory stopnia wyjściowego cały czas przewodzą prąd. Uzyskuje się wprawdzie małe zniekształcenia, ale sprawność jest niska, rzędu 20%. To znaczy, że tylko 20% mocy zasilania zamienia się na moc użyteczną, a 80% wydziela się w postaci ciepła.

Teoretyczna maksymalna sprawność wzmacniacza klasy B wynosi nieco powyżej 75% i w żaden sposób nie może być większa ze względu na przyjęte rozwiązanie układowe. Wzmacniaczy pracujących w czystej klasie B nie spotyka się ze względu na znaczne zniekształcenia. Najpopularniejsze wzmacniacze mocy pracują w tak zwanej klasie AB i ich całkowita sprawność wynosi 50...60%.

Wzmacniaczy audio pracujących w klasie C nie buduje się.

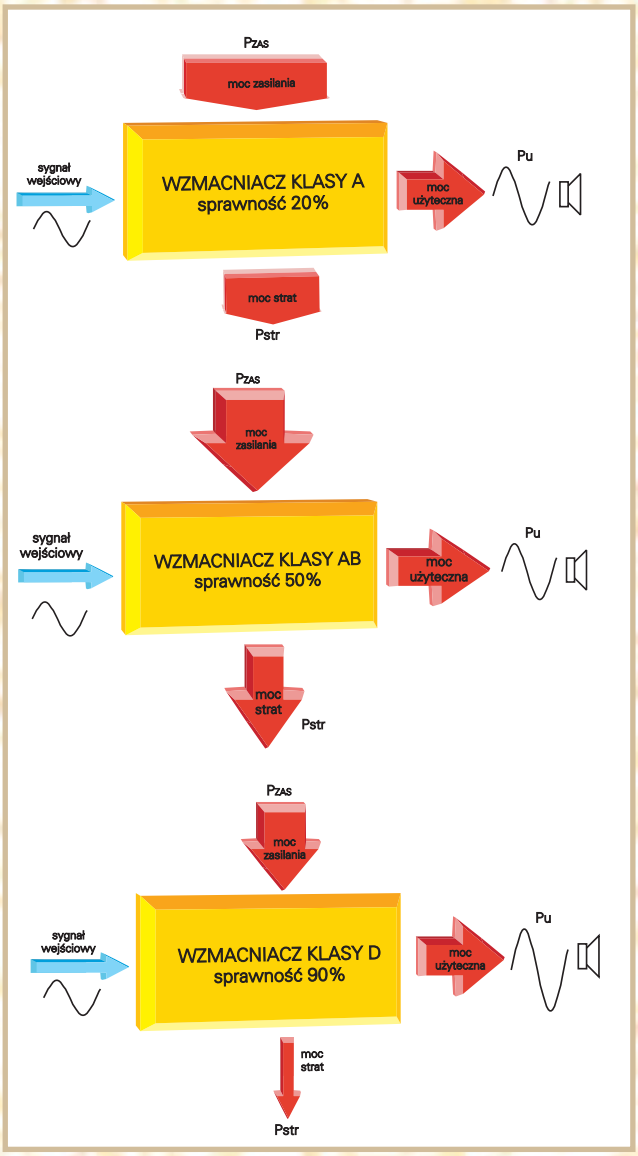
Natomiast nowoczesne wzmacniacze impulsowe klasy D uzyskują sprawność powyżej 90%, i to przy zniekształceniach poniżej 0,1%.

Rysunek 2 ilustruje wielkości mocy strat i mocy zasilania różnych typów wzmacniaczy potrzebną do uzyskania tej samej wyjściowej mocy użytecznej.

Obecnie największym problemem nie jest zapewnienie wystarczającej mocy zasilania – tu nie ma kłopotu, choć niebagatelne znaczenie ma powszechny „ekologiczny" trend do oszczędzania energii wszelkim sposobami. Przy obecnej tendencji do miniaturyzacji największym problemem staje się odprowadzenie ciepła. Przy dużej mocy strat konieczne jest zastosowanie dużego radiatora, który uniemożliwia miniaturyzację.

Z tych punktów widzenia najlepszy byłby wzmacniacz klasy D, o ile udałoby się uzyskać mały poziom zniekształceń. Uzyskanie zniekształceń poniżej 0,1% nie jest już problemem. Pozostaje kwestia kosztów.

Z jednej strony wzmacniacz klasy D umożliwi zastosowanie mniejszego, tańszego radiatora, a z drugiej strony sam układ elektroniczny będzie bardziej skomplikowany i tym samym droższy. Póki co, wzmacniacze klasy D są droższe od wzmacniaczy klasycznych i jak na razie nie mogą szerzej wejść na rynek.



Rys. 2. Sprawność wzmacniaczy rzeczywistych

W tej chwili firma Harris Semiconductor reklamuje swoje scalone sterowniki do układów impulsowych – kostki typu HIP4080A i HIP4081A pozwalające na sterowanie czterech tranzystorów MOSFET N w układzie pełnego mostka, oraz HIP2100 – ośmionóżkową kostkę do sterowania pracą dwóch tranzystorów MOSFET (półmostek).

Harris oferuje także w ramach licencji moduły wzmacniaczy mocy rodziny Cool audio o mocach 20W...400W do zastosowań multimedialnych, motoryzacyjnych, czy instalacji Home Theater. Moduły te zawierają między innymi wymienione wcześniej sterowniki. Uzyskiwane parametry są bardzo dobre:

pasmo 20Hz – 22kHz
sprawność >90%
zniekształcenia <0.05%
stosunek sygnał/szum >95dB.

Wzmacniacze te spełniają amerykańskie normy dotyczące emisji zakłóceń elektromagnetycznych.

Harris oferuje także gotowe opracowania wzmacniaczy mocy do sterowania subwoofera. Jeden moduł (HIP100DCREF) jest zasilany napięciem akumulatora samochodowego 12V. Pasmo przenoszenia wynosi 20Hz...900Hz, moc wyjściowa 100Wrms na głośnikach 0,75Ω, a sprawność powyżej 95%. Moduł to okrągła płytka drukowana przeznaczona do przykręcenia z tyłu głośnika. Takie rozwiązanie, wygodne i zabierające mało miejsca, jest możliwe tylko dzięki zastosowaniu wzmacniacza klasy D o sprawności ponad 90%, dzięki czemu moc strat jest niewielka i wymagany radiator też jest mały, nawet przy mocy użytecznej 100W.

Inny układ (HIP200ACREF) może dostarczać do 200W (400W w szczycie) przy zniekształceniach 0,1%, sprawności ponad 90% i paśmie 10...450Hz.

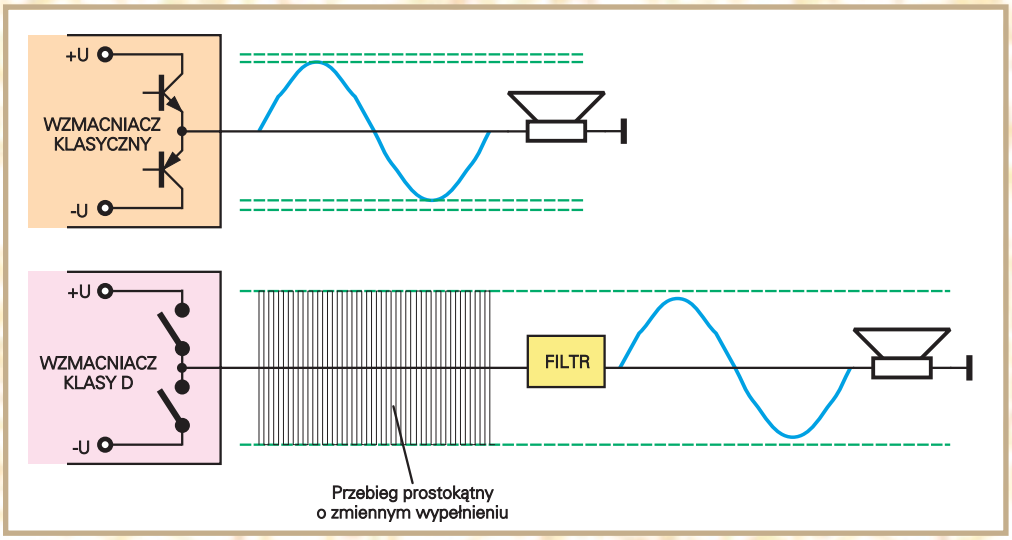
Więcej informacji na ten temat można znaleźć w Internecie pod adresem: **www.semi.harris.com**

Inną znaną firmą, zajmującą się wzmacniaczami klasy D jest SGS-THOMSON, który obecnie oferuje rodzinę scalonych wzmacniaczy TDA748X:

TDA7480 10W obudowa POWERDIP
TDA7481 18W obudowa MULTIWATT15
TDA7482 25W obudowa MULTIWATT15

Do zbudowania użytecznego wzmacniacza konieczne jest dołączenie kilku elementów zewnętrznych – niewiele więcej, niż w klasycznym wzmacniaczu scalonym.

Warto zauważyć, że układ TDA7480 umieszczony w 20-nóżkowej obudowie DIP, przy mocy wyjściowej 10W nie wymaga zewnętrznego radiatora – do chłodzenia wystarczą odpowiednio szerokie ścieżki i pola miedzi na płytce drukowanej. Starsi Czytelnicy pamiętają, że kiedyś problemem było uzyskanie



Rys. 3. Przebiegi wyjściowe wzmacniaczy

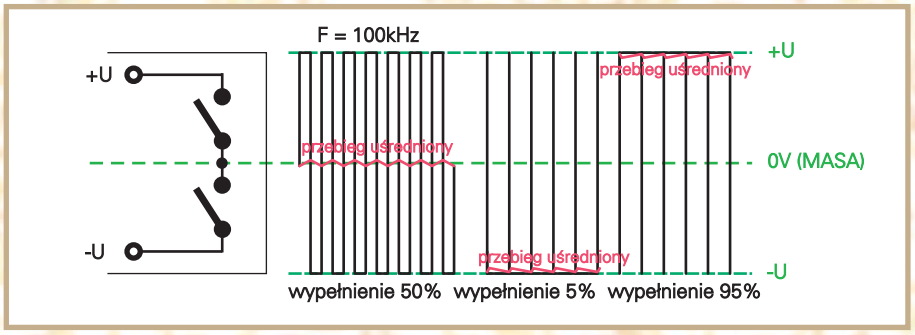
z kostki w podobnej obudowie mocy użytecznej przekraczającej 1W (rodzina UL149X).

Upowszechnienie się wzmacniaczy klasy D jest tylko kwestią czasu. Nie wiadomo jednak, czy to kostki TDA748X zapoczątkują przełom, czy też na rozpowszechnienie się wzmacniaczy impulsowych przyjdzie jeszcze trochę poczekać. Trudno przewidzieć rozwój sytuacji, bowiem grę wchodzą tu nie tylko kwestie cenowe, ale również przyzwyczajenia konstruktorów oraz coraz surowsze normy dotyczące zakłóceń elektromagnetycznych. Sprawa zakłóceń jest tu dość istotna, ponieważ przy złym zaprojektowaniu ścieżek i niewłaściwym rozmieszczenia elementów układ rzeczywiście może być źródłem zakłóceń.

Zasada działania

Niezależnie, czy wzmacniacz mocy jest wzmacniaczem klasycznym, czy impulsowym klasy D, na głośniku musi występować wzmocniony przebieg zmienny. W klasycznym wzmacniaczu tranzystory stopnia wyjściowego otwierają się i zamykają płynnie, odwzorowując na głośniku kształt przebiegu wejściowego.

Natomiast we wzmacniaczu klasy D tranzystory stopnia wyjściowego pracują jako klucze, czyli mają tylko dwa stany: otwarty / zamknięty. W konsekwencji na wyjściu stopnia końcowego występuje wyłącznie przebieg prostokątny. Przebieg ten podany jest na prosty filtr (dolnoprzepustowy), który z przebiegu prostokątnego wytwarza analogowy sygnał zmienny. Ilustruje to **rysunek 3**. Zasada jest tu bardzo prosta: chwilowe napięcie (i prąd) na głośniku jest wynikiem uśredniania przebiegu prostokątnego przez filtr dolnoprzepustowy. Aby to skutecznie zrealizować, częstotliwość przebiegu prostokątnego musi być znacznie (co najmniej kilkakrotnie) większa, niż najwyższa częstotliwość przebiegu wyjściowego. Dla wzmacniaczy audio częstotliwość ta jest rzędu 100kHz lub większa. Na **rysunku 4** zilustrowano zasadę uśredniania.



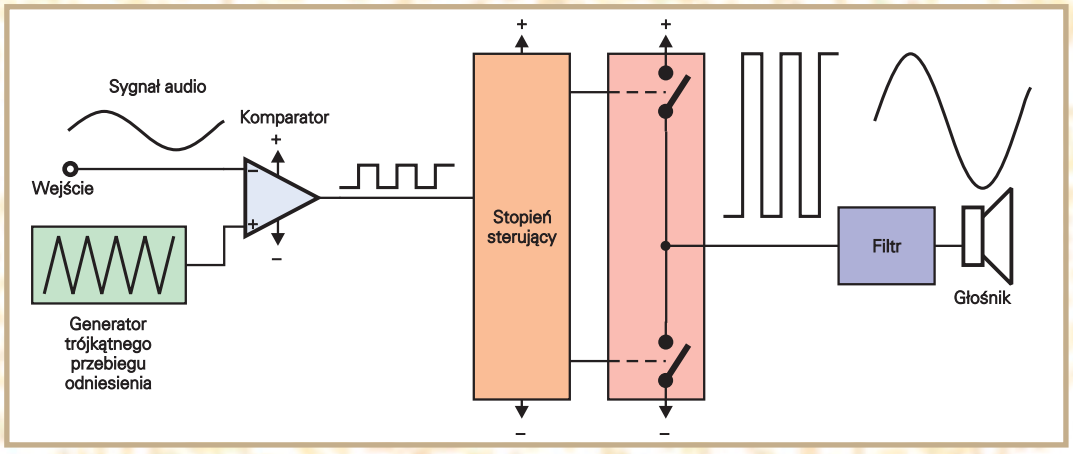
Rys. 4. Uśrednianie przebiegu prostokątnego

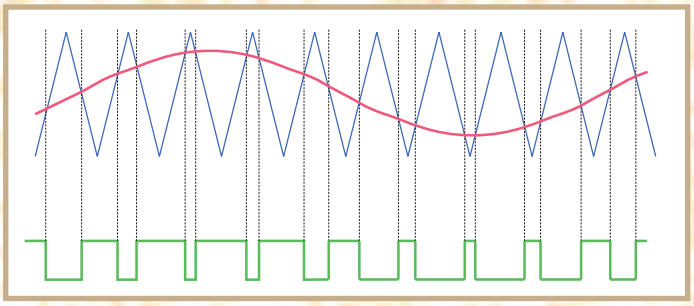
W spoczynku współczynnik wypełnienia wynosi 50% i wtedy (uśrednione) napięcie na głośniku jest równe zeru. Zmiana współczynnika wypełnienia w takt sygnału wejściowego (sterującego) powoduje, że na głośniku pojawia się przebieg zmienny.

Uproszczony blokowy schemat przykładowego wzmacniacza klasy D pokazany jest na **rysunku 5**.

Natomiast **rysunek 6** przedstawia kluczowe przebiegi. Sposób modulacji współczynnika wypełnienia przebiegiem wejściowym podany na rysunku 5 nie jest sposobem jedynym i najlepszym. W praktycznych układach występują różne, zwykle znacznie bardziej skomplikowane rozwiązania, zawierające także obwody sprzężenia zwrotnego. Bardziej doświadczeni Czytelnicy zapewne będą się zastanawiać, jak realizuje się ujemne sprzężenie zwrotne gwarantujące, że sygnał na wyjściu będzie miał dokładnie taki sam kształt, jak wygnał wejściowy. Rzeczywiście, sprawa jest tu bardziej złożona, niż w klasycznym wzmacniaczu. Na wyjściu wzmacniacza występuje przecież przebieg prostokątny, natomiast przebieg na głośniku na pewno jest przesunięty w fazie przez filtr. Na dodatek przesunięcie fazy nie jest stałe, tylko zależne od częstotliwości. Wiadomo, że każde przesunięcie fazy ma wpływ na stabilność wzmacniacza i może łatwo doprowadzić do samowzbudzenia. Te problemy, choć

Rys. 5. Zasada działania wzmacniacza klasy D





Rys. 6. Kluczowe przebiegi

bardzo interesujące, są jednak zbyt trudne dla większości Czytelników EdW. Między innymi dlatego nie prezentowaliśmy wzmacniacza klasy D zbudowanego z pojedynczych elementów.

Na szczęście w opisanym dalej układzie scalonym konstruktorzy postarali się o rozwiązanie kluczowych problemów i zadaniem konstruktora jest jedynie zaprojektowanie płytki zgodnie z zasadami obowiązującymi w urządzeniach większej mocy.

Opis układu TDA7482

Układ scalony TDA7482 jest monofonicznym wzmacniaczem klasy D, przeznaczonym do zasilania napięciem symetrycznym, umieszczonym w obudowie typu Multiwatt15. Posiada wbudowane zabezpieczenia:

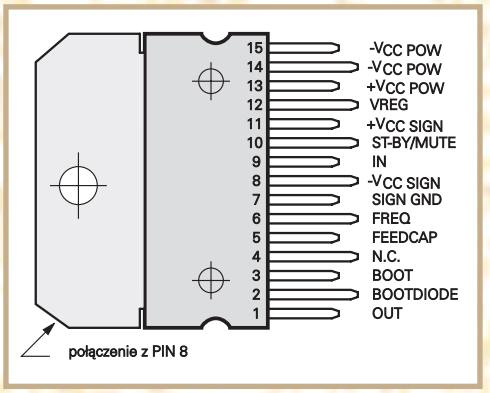
– termiczne (temperatura struktury)
– zwarciowe (zwarcie wyjścia)
– napięciowe (nadmierne napięcie zasilające).

Wyposażony jest także w obwody elektronicznego wyciszania (MUTE) oraz wyłączania (STAND-BY). Wszystkie końcówki są zabezpieczone przed uszkodzeniem ładunkami statycznymi o napięciach do 1,2kV.

Katalogowy schemat aplikacyjny przedstawiono na **rysunku 7**, a wyprowadzenia na **rysunku 8**. Podstawowe dane zawarte są w **tabeli 1.**

Na rysunku 7 wnętrze układu scalonego pokazano w ogromnym uproszczeniu, między innymi nie zaznaczono oscylatora, a blok regulacji współczynnika wypełnienia zaznaczono w postaci wzmacniacza operacyjnego z napisem PWM. Szczegóły te się są potrzebne konstruktorowi, ale powinien on pamiętać, że ma do czynienia ze wzmacniaczem impulsowym, gdzie podczas przełączania występują duże prądy. Kluczową sprawą jest więc umieszczenie kondensatora odsprzęgającego zasilanie C5 jak najbliżej układu scalonego. Gdyby to był kondensator ceramiczny, należy użyć egzemplarza na napięcie minimum 50V. Jak widać, kostka ma kilka końcówek zasilania, zarówno stopni mocy (POWer), jak i wejściowych czyli sygnałowych (SIGNal).

Obwód zdalnego wyłączania i wyciszania (STAND_BY i MUTE) może być wykonany zupełnie inaczej, byleby tylko zachować podane w tabeli napięcia i nie przekroczyć na nóżce 10 napięcia +5,2V.



Rys. 8. Układ wyprowadzeń

Tabela 1

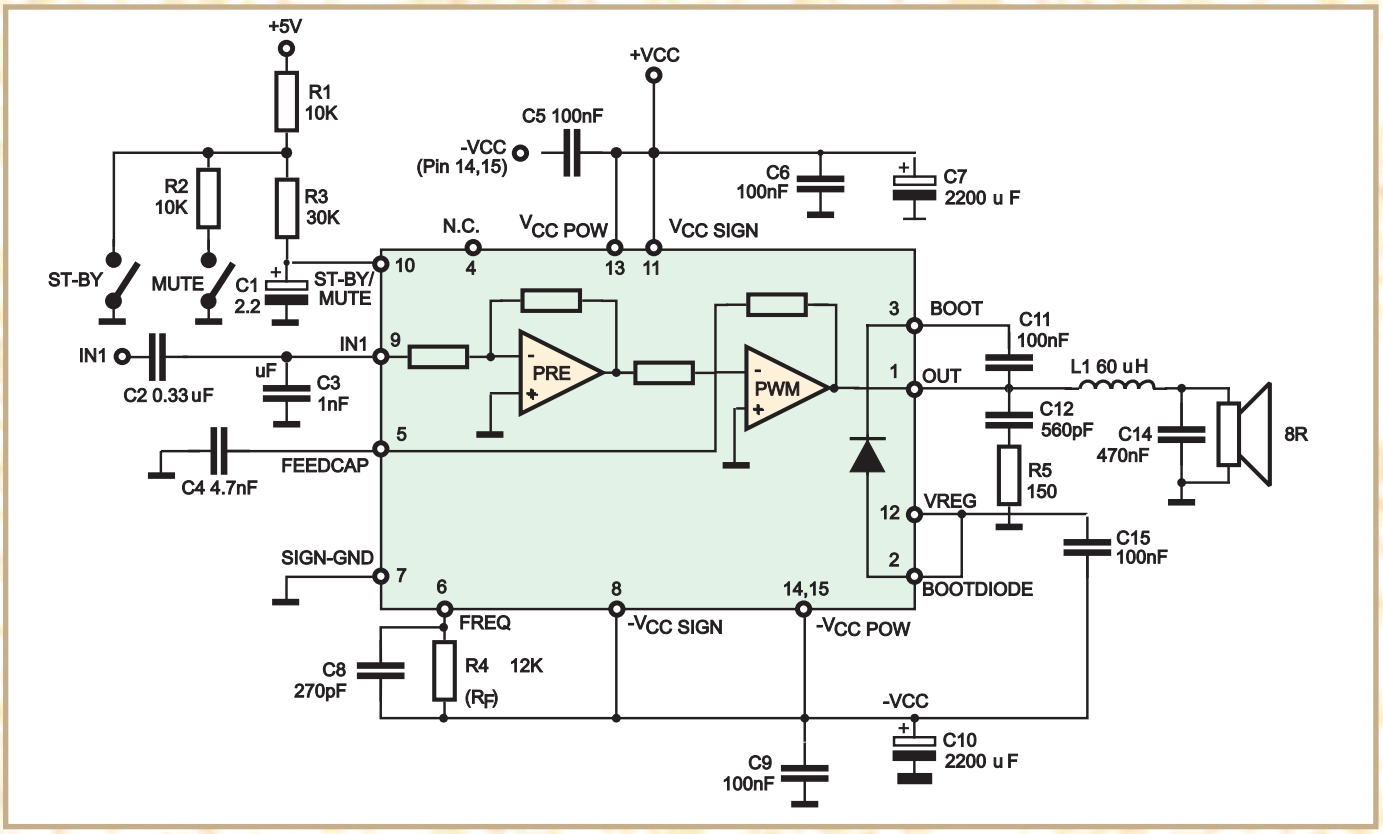
Zakres napięć zasilania:	±10... ±25 V
Prąd spoczynkowy:	typ 40mA, max 60mA
Maksymalna temperatura złącza:	+150°C
Zakres temperatur otoczenia:	0...+70°C
Rezystancja termiczna Rthjc:	typ. 1,8K/W max 2,5K/W
Wyjściowe napięcie niezrównoważenia:	typ -30mV (-70mV...+10mV)
Wzmocnienie:	30dB
Moc wyjściowa (Ucc=±21V, R_L=8Ω, 1kHz, R_S=50Ω, R_F=12kΩ, LC-60µH, 470nF)	
THD=10%:	25W
THD=1%:	18W
Moc wyjściowa (Ucc=±16V, R_L=4Ω LC-30µH,1µF)	
THD=10%:	25W
THD=1%:	18W
Moc strat (Ucc=±21V, R_L=8Ω, Po=25W THD=10%):	3.8 W
Sprawność (Ucc=±21V, R_L=8Ω, Po=18W THD=1%):	87%
Sprawność (Ucc=±25V, R_L=8Ω, Po=43W THD=20%):	88,5%
Zniekształcenia – THD (R_L=8Ω, Po=1W):	typ. 0,1%
Maksymalny prąd wyjściowy:	typ 5A, min 3,5A
Rezystancja tranzystorów stopnia wyjściowego:	typ 0,4Ω
Szumy wejściowe (wg krzywej A, 20Hz...22kHz):	typ 7µV, max 12µV
Temperatura graniczna zabezpieczenia termicznego:	+150°C
Napięcie graniczne obwodu zabezpieczenia napięciowego:	min. 50V
Rezystancja wejściowa:	typ 30kΩ, min 20kΩ
Tłumienie tętnień zasilania (100Hz):	typ 60dB, min. 46dB
Czas narastania i opadania:	typ. 50ns
Maksymalne napięcie na R_F (nóżka 6):	8V
Obwód MUTE/STAND-BY (nóżka 10):	
Wyłączenie:	0...0,8V
Wyciszenie:	1,8...2,5V
Praca	4...5,2V
Prąd spoczynkowy w trybie STAND-BY:	typ. 3mA, max 5mA
Tłumienie przy wyciszeniu:	typ. 80dB, min. 60dB
Zakres częstotliwości oscylatora:	100...200kHz
Zalecana częstotliwość oscylatora:	120kHz (100...140kHz)
Rezystancja ustalająca częstotliwość R_F:	typ 12kΩ (7...14kΩ)
Częstotliwość oscylatora:	$1.4x10^9$ HzΩ / R_F

W praktyce pewnym problemem będzie wykonanie dławika o indukcyjności 60µH (dla głośnika 8Ω) lub 30µH (dla głośnika 4Ω), który nie ulegnie nasyceniu przy prądzie odpowiednio 2,5A oraz 3,5A. Najlepiej zakupić taki dławik na giełdzie, upewniając się, czy może on pracować przy takim prądzie.

Częstotliwość oscylatora można zmieniać zmieniajac wartość RF (typowo 12kΩ daje częstotliwość 120kHz).

Ze wzmacniacza można próbować „wydusić" większą moc niż katalogowe 25W, ale tylko z głośnikiem 8Ω, stosując sztywny zasilacz z transformatorem toroidalnym o napięciu 2x17V. Z głośnikiem 4Ω znacznie większej mocy raczej nie da się uzyskać ze względu na ograniczenie wyjściowego prądu do wartości typowej 5A, minimalnej 3,5A.

Rysunek 9 przedstawia szkic płytki drukowanej, zalecanej przez SGS-THOMSON. Nie trzeba się niewolniczo trzymać tego projektu, ale warto przeanalizować przebieg ścieżki masy oraz obwodów filtracji zasilania. Jak widać, płytka wcale nie

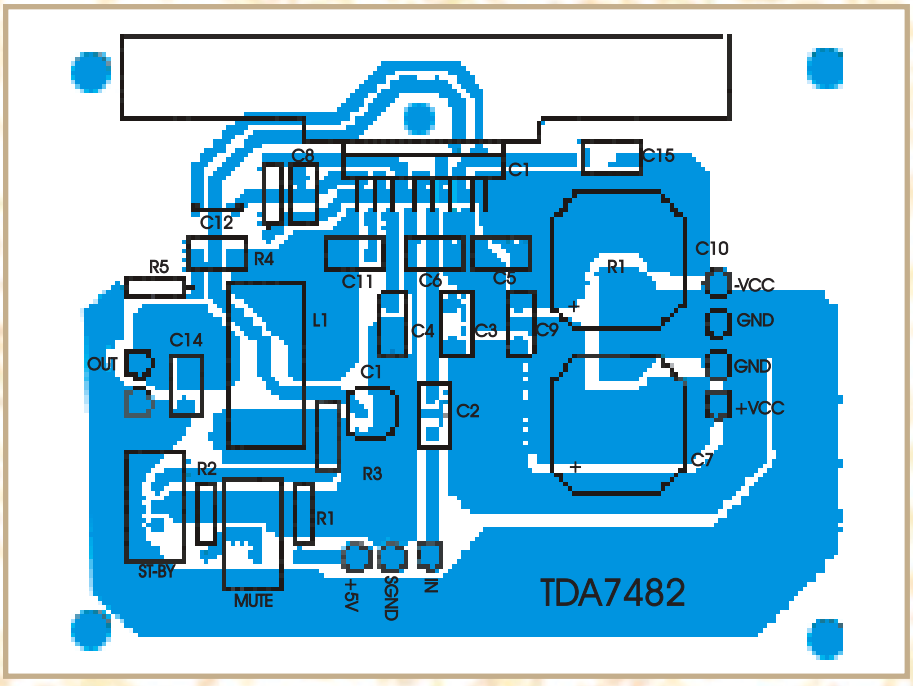


Rys. 7. Schemat ideowy wzmacniacza z kostką TDA7482

jest miniaturowa. Niewątpliwie można ją zmniejszyć.

Na rysunku 9 zaznaczono spory radiator. W rzeczywistości do rozproszenia mocy strat wynoszącej około 3,8W wystarczy kawałek blachy aluminiowej lub miedzianej o powierzchni kilkudziesięciu centymetrów kwadratowych. Można go dobrać eksperymentalnie. Jeśli w czasie pracy pełną mocą radiator nie jest zbyt gorący i można go dotknąć ręką, to jego wielkość jeż dobrana ze sporym zapasem bezpieczeństwa. Teoretycznie kostka mogłaby współpracować z maleńkim radiatorkiem z kawałeczka blachy, niewiele większym, niż wymiary obudowy kostki. Temperatura radiatora, (a właściwie wkładki radiatorowej kostki) mogłaby sięgać +120°C (w tej temperaturze kropelka woda momentalnie wyparowuje z sykiem), i mimo wszystko dopuszczalna temperatura złącza nie zostałaby przekroczona (nawet praca bez radiatora nie grozi uszkodzeniem ze względu na wbudowane zabezpieczenie termiczne). Oczywiście zastosowanie radiatora większego niż wymagane minimum jest jak najbardziej korzystne ze względu na wzrost niezawodności.

Rys. 9. Przykładowa płytka drukowana



W niniejszym artykule podano wszystkie istotne informacje zawarte w karcie katalogowej układu TDA7482. Pełną kartę katalogową można ściągnąć przez Internet spod adresu **www.st.com**

Uwaga!

Czytelnicy EdW mają wielką szansę osobiście wypróbować wzmacniacz z kostką TDA7482. Układy dostarczone przez firmę SGS-THOMSON zostaną bezpłatnie przekazane osobom, które nadeślą najbardziej przekonujące listy. Na zgłoszenia czekamy do końca czerwca.

Piotr Górecki

część 6

Tranzystory dla początkujących

Bezpieczny obszar pracy

Prąd kolektora

Na początek pytanie: czy prąd kolektora może mieć dowolnie dużą wartość? Teoretycznie biorąc, zwiększając prąd bazy, można dowolnie zwiększyć prąd kolektora.

Jednak w konkretnym układzie maksymalny prąd kolektora płynie w stanie nasycenia tranzystora i co ważne, nie jest wyznaczony przez tranzystor, tylko przez wartość napięcia zasilania i rezystancji obciążenia. Zmniejszając rezystancję obciążenia zwiększamy ten prąd.

Jak się słusznie domyślasz, prądu tego nie można zwiększać dowolnie. Każdy tranzystor ma określony przez producenta **maksymalny prąd kolektora**, oznaczany w katalogach I_{Cmax}.

Wartość tego prądu związana jest z budową struktury tranzystora i grubością połączeń wewnętrznych.

Przy przepływie prądu przez rezystancję, wydziela się ciepło. Domyślasz się prawdopodobnie, a może widziałeś na własne oczy, że połączenia między krzemową strukturą tranzystora a wyprowadzeniami wykonane są cienkim drucikiem. Pomimo że często jest to drucik ze złota, przy przepływie nadmiernego prądu zachowa się jak najzwyklejszy bezpiecznik – rozgrzeje się i stopi.

Nie tylko ten drucik. Krzemowa struktura tranzystora ma jakieś wymiary geometryczne. Jeśli spróbowałbyś przepuścić wielki prąd przez w sumie niewielki przekrój tej struktury, uzyskasz dużą, zbyt dużą gęstość prądu. Nie zapominaj, że masz do czynienia z delikatną strukturą półprzewodnikową i nadmierny wzrost gęstości prądu spowoduje nie tylko wzrost temperatury, ale i różne inne szkodliwe zjawiska. Wspomnę tylko o zmniejszaniu współczynnika wzmocnienia prądowego (β) ze wzrostem prądu kolektora.

Uzasadniłem tu w największym skrócie, że ze względu na grzanie doprowadzeń i ograniczoną gęstość prądu w strukturze, nie można bezkarnie zwiększać prądu kolektora ponad wartość ustaloną przez producenta.

Jeśli się chwilę zastanowisz, dojdziesz pewnie do wniosku, że jeśli tranzystor pracowałby w trybie impulsowym, czyli otwierałby się i przepuszczał prąd tylko przez krótkie odcinki czasu, to wspomniane składniki nie zdążą się nagrzać aż do stopienia, a więc taki chwilowy, impulsowy prąd kolektora mógłby być większy, niż prąd maksymalny przy pracy ciągłej.

Masz rację! W katalogach często podaje się maksymalny prąd kolektora przy pracy ciągłej oraz maksymalny prąd kolektora przy pracy impulsowej. Potwierdzenie zobaczysz za chwilę na charakterystyce tranzystora mocy.

Ale na razie zajmiemy się pokrewną sprawą. Jak myślisz, czy jeśli nie przekroczysz katalogowego prądu I_{Cmax}, oraz katalogowego napięcia U_{CEmax}, to czy twojemu tranzystorowi nic nie grozi?

Moc strat

Zaczynamy omawiać ważny i jak się okaże – trochę trudny temat. Musisz go dobrze zrozumieć! Najtrudniejsze informacje podam za miesiąc, dziś zajmiemy się elementarzem.

Na pewno spotkałeś się już z określeniem: *moc tranzystora*.

Co to takiego jest ta *moc tranzystora*?

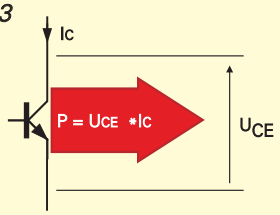
A co to jest w ogóle moc?

Z pojęciem mocy masz do czynienia w przypadku wielu urządzeń: jakiś silnik ma moc 100 watów, grzejnik elektryczny ma moc 2000 watów, lutownica ma moc 40W. Masz też dwie żarówki o mocy 60W: typową na napięcie 220V oraz samochodową na napięcie 12V.

Wszystkie te urządzenia pobierają ze źródła energię elektryczną i zamieniają ją na inne rodzaje energii: na ciepło, na energię mechaniczną (silnik), na energię świetlną (żarówka).

Czym większa moc, tym więcej energii pobiera w każdym momencie dane urządzenie. Obie wspomniane żarówki pobierają tę samą moc 60W. Czym się różnią? Na pewno tym, że jedna pracuje

rys. 43



przy napięciu 12 woltów i pobiera 5 amperów prądu (co daje 12V×5A = 60W), a druga, pracująca przy napięciu 220V, pobiera nieco ponad 0,27 ampera (co też daje 220V×0,27(27)A = 60W).

Czyli tę samą moc można uzyskać przy różnych prądach i napięciach. Oto proste wzory potrzebne do obliczeń mocy, jaką pobierają urządzenia elektryczne pracujące przy prądzie stałym (przy prądzie zmiennym dotyczą obciążenia rezystancją). Zapamiętaj je raz na zawsze:

$$P = U \times I$$

Ponieważ $U = I \times R$, po podstawieniu:

$$P = I^2 \times R$$

Ponieważ $I = U/R$, po podstawieniu:

$$P = \frac{U^2}{R}$$

Wracając do pytania o moc tranzystora: Czy chodzi o moc wydzielaną w obciążeniu? Czy może moc wydzielaną w tranzystorze? A może jeszcze o coś innego?

Wcześniej tłumaczyłem, że obwód kolektorowy tranzystora jest sterowanym źródłem prądowym, a nie zmiennym rezystorem, jednak nie zmienia to faktu, że **w strukturze tranzystora przy przepływie prądu będzie się wydzielać moc strat w postaci ciepła**. Wielkość tych strat cieplnych wyznaczona jest wzorem:

$$P = U_{CE} \times I_C$$

U_{CE} to aktualne napięcie miedzy kolektorem a emiterem, a I_C to aktualny prąd kolektora. (Ściślej biorąc, powinniśmy też uwzględnić dodatkową moc strat w obwodzie bazy równą $U_{BE} \times I_B$, jednak zwykle ją pomijamy, bo jest dużo mniejsza, niż moc strat kolektora $U_{CE} \times I_C$)

Jak więc rozumieć „moc tranzystora"? Chodzi tu o **moc strat** tranzystora, czyli o **ciepło wydzielane** na bieżąco w **strukturze tranzystora**. Moc elektryczna $P = U_{CE} \times I_C$ przez cały czas zamienia się na ciepło, dokładnie tak samo, jak w elektrycznym grzejniku. Krótko mówiąc, pracujący tranzystor jest niewielkim grzejniczkiem, piecykiem. Jak się łatwo domyślić, wydzielane ciepło jest produktem ubocznym, który do niczego nie jest nam potrzebny, a tylko stwarza mnóstwo problemów.

A co się dalej dzieje z tym ciepłem? Czy pozostaje ono w tranzystorze?

W żadnym wypadku! Nie masz chyba wątpliwości, że jeśli struktura tranzystora byłaby dobrze odizolowana termicznie od otoczenia, to wydzielające się i gromadzone ciepło powodowałoby wzrost temperatury. To szkodliwe ciepło trzeba odprowadzić do otoczenia i rozproszyć. Ilustruje to **rysunek 43**.

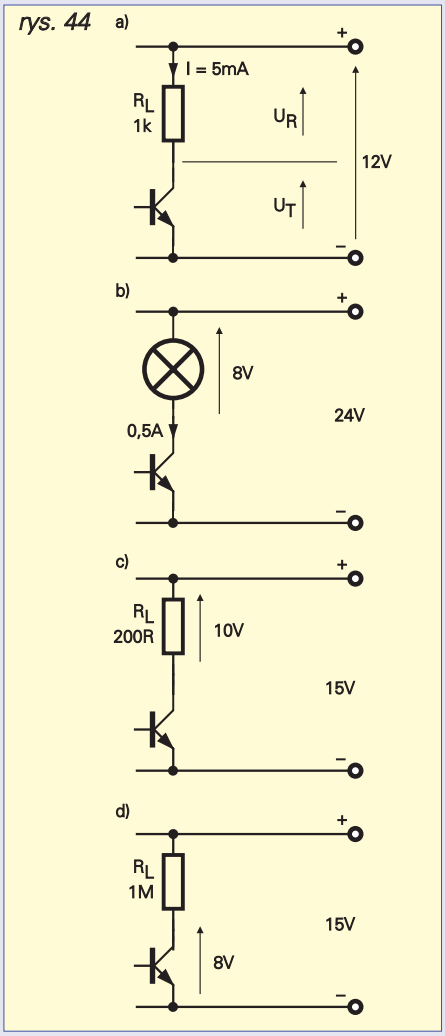
Zasada jest prosta: ciepło przepływa od ośrodka cieplejszego do ośrodka zimniejszego.

Wiesz już, co to jest moc strat tranzystora. Ale właśnie tu początkujący popełniają kardynalny błąd. Rozumują następująco: jeśli tranzystor może pracować przy katalogowym maksymalnym napięciu kolektora U_{CE0} i maksymalnym prądzie kolektora Icmax, to maksymalna „moc tranzystora" wynosi $P = U_{CE0} \times I_{Cmax}$.

Jest to absolutna bzdura, nie wolno tak liczyć, trzeba poszukać w katalogu dopuszczalnej **całkowitej mocy strat**, oznaczanej Ptot. Zakoduj sobie pod sufitem raz na zawsze: całkowita moc strat tranzystora Ptot jest zawsze mniejsza niż iloczyn $U_{CE0} \times I_{cmax}$.

A teraz obliczmy wspólnie, jaka moc wydzieli się w układach z **rysunku 44** w tranzystorze, a jaka w obciążeniu.

rys. 44



Dla rysunku 44a najpierw policzymy napięcie na obciążeniu, potem napięcie na tranzystorze, a potem obie moce.

Napięcie na rezystorze obciążenia:

$$U_R = 5mA \times 1k\Omega = 5V$$

Moc wydzielana w rezystorze obciążenia:

$$P_R = 5V \times 5mA = 25m\Omega = 0{,}025\Omega$$

$$I = \frac{U_R}{R}$$

$$I = \frac{12V}{1M\Omega} = 12\mu A$$

(to samo mogliśmy obliczyć ze wzoru P = I2R)

Napięcie na tranzystorze:

$$U_T = 12V - 5V = 7V$$

Moc strat w tranzystorze:

$$P_T = 7V \times 5mA = 35mW$$

Dla rysunku 44b:

Moc wydzielana w żarówce:

$$P_Z = 8V \times 0{,}5A = 4W$$

Napięcie na tranzystorze:

$$U_T = 24V - 8V = 16V$$

Moc strat w tranzystorze:

$$PT = 16V \times 0{,}5A = 8W$$

Dla rysunku 44c:

Prąd obciążenia (czyli prąd kolektora):

$$I = \frac{U_R}{R}$$

$$I = \frac{10V}{200\Omega} = 50A$$

Moc wydzielana w rezystorze:

$$P = U \times I = I^2 \times R$$

$$PR = 10V * 50mA = 500mW = 0{,}5W$$

Napięcie na tranzystorze:

$$U_T = 15V - 10V = 5V$$

Moc strat tranzystora:

$$P_T = 5V \times 50mA = 250mW = 0{,}25W$$

dla rysunku 44d:

Napięcie na rezystorze:

$$U_R = 20V - 8V = 12V$$

Prąd obciążenia (czyli prąd kolektora):

Moc wydzielana w rezystorze:

$$P_R = 12V \times 12\mu A = 144\mu W = 0{,}144mW = 0{,}000144W$$

Moc strat tranzystora:

$$P_T = 8V \times 12\mu A = 96\mu W = 0{,}096mW = 0{,}000096W$$

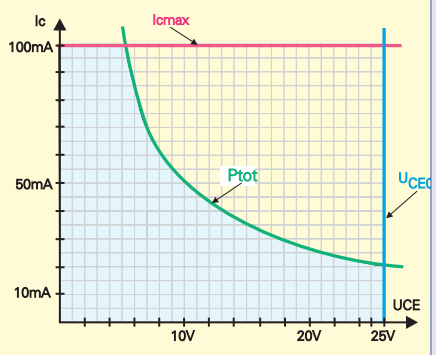
Jak widzisz, obliczenia wcale nie są trudne. Idziemy więc dalej.

Znasz już trzy ograniczenia warunków pracy tranzystora:

1. Napięcie zasilające nie może być większe niż katalogowe napięcie U_{CE0}. Najwyższe napięcia na kolektorze występuje w stanie zatkania tranzystora.
2. Prąd kolektora nie może być większy niż I_{Cmax}. Największy prąd płynie przez tranzystor w stanie nasycenia.
3. Moc strat tranzystora w żadnych warunkach nie może przekroczyć dopuszczalnej mocy strat P_{tot}.

Te trzy ograniczenia dla przykładowego tranzystora (U_{CE0}=25V, I_{Cmax} =100mA,

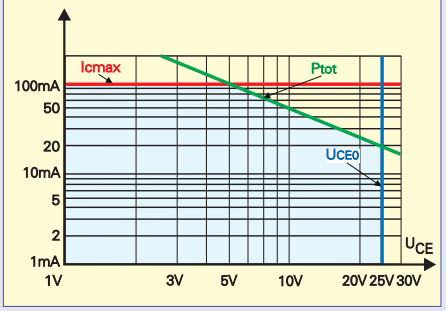
rys. 45



P_{tot}=500mW) zaznaczamy na **rysunku 45**. Jeśli napięcie i prąd na wykresie zaznaczymy w skali liniowej, wtedy linia reprezentująca moc P=U×I) będzie mieć kształt hiperboli, jak na rysunku 45.

Jeśli jednak napięcie i prąd zaznaczymy w skali logarytmicznej, wtedy krzywa ta jakby się wyprostuje. Zobaczysz to na **rysunku 46**. Nie ma tu żadnego oszustwa – rysunki 45 oraz 46 pokazują ten sam przypadek, tyle, że narysowany troszkę inaczej: raz w skali liniowej, raz w logarytmicznej.

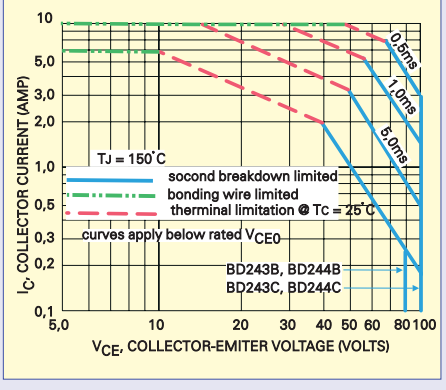
rys. 46



W katalogach spotkasz charakterystyki podobne do rysunku 46.

Na **rysunku 47** znajdziesz kopię charakterystyki konkretnych tranzystorów BD243 i BD244, wziętą z katalogu. Tu dodatkowo masz informację, że jeśli tranzystor pracowałby w sposób impulsowy, zarówno chwilowy prąd, jak i chwilowa moc mogą być większe, niż przy prądzie ciągłym (stałym).

rys. 47



Zauważ jednak, że charakterystyka z rysunku 47 jest jakby dodatkowo obcięta w porównaniu z rysunkiem 46. To „obcięcie", czyli dodatkowe ograniczenie związane jest ze zjawiskiem tak zwanego drugiego przebicia (second breakdown). Wystąpienie zjawiska drugiego przebicia doprowadza do uszkodzenia tranzystora. Szczegóły na ten temat możesz znaleźć w książkach. Nie będę ich tłumaczył, bo nie jest to teraz niezbędne. W każdym razie mamy tu kolejne ograniczenie.

W każdym razie doszliśmy do punktu szczytowego naszych dzisiejszych rozważań: projektując układ musisz zmieścić się w **bezpiecznym obszarze pracy tranzystora**. W katalogach często spotkasz skrót SOA lub SOAR. To właśnie skrót od Safe Operating Area (Region), czyli właśnie bezpieczny obszar pracy. Rysunek 47 pokazuje bezpieczny obszar pracy dla tranzystorów BD243 i BD244.

Ściśle biorąc, projektując układ powinieneś znaleźć w katalogu rysunek przedstawiający bezpieczny obszar pracy tranzystora (taki jak na rysunku 47), przeprowadzić obliczenia, ewentualnie zaznaczyć na rysunku zakres pracy tranzystora i upewnić się, czy mieścisz się w dozwolonym obszarze. Przykłady, które rozważaliśmy przed chwilą dotyczą najprostszego przypadku – obciążenia tranzystora rezystancją. W wielu układach sprawa jest znacznie bardziej skomplikowana. Takie na przykład tranzystory pracujące w stopniu wyjściowym wzmacniacza mocy również muszą pracować w bezpiecznym obszarze pracy i to w każdych warunkach – także w przypadku zwarcia wyjścia, dołączenia obciążenia pojemnościowego (długi kabel) czy indukcyjnego (głośnik). W ramach podstawowego kursu nie będziemy zajmować się takimi obliczeniami. Chcę tylko zasygnalizować problem, a ty z czasem samodzielnie zdobędziesz dość wiedzy, by poradzić sobie nawet z trudniejszymi zadaniami.

Na razie możesz przyjąć prostą zasadę: stosować tranzystory o parametrach przekraczających wymagane minimum. W praktyce zazwyczaj dla bezpieczeństwa stosujemy tranzystory o parametrach granicznych 50...100% większych niż planowane napięcia, prądy i moce w projektowanym układzie. Wtedy mamy margines bezpieczeństwa i nie musimy się obawiać uszkodzenia. Stosowanie tranzystorów „większych i mocniejszych", jest też korzystne z kilku innych względów, a ewentualna drobna różnica ceny nie ma żadnego znaczenia. Nie popadnij jednak w przesadę i nie stosuj tranzystorów mocy oraz tranzystorów wysokonapięciowych tam, gdzie to nie jest konieczne.

Wydawałoby się, że sprawa jest beznadziejnie prosta i bez trudu tak dobierzesz warunki pracy (napięcie zasilania i rezystancję obciążenia) i zmieścisz się w dozwolonym obszarze pracy tranzystora. Rzeczywiście z napięciem zasilania i prądem maksymalnym sprawa jest prosta, ale z mocą strat nie pójdzie tak łatwo. W grę wchodzą tu bowiem dwa ważne zagadnienia, które musisz dobrze zrozumieć:

– zależność mocy strat od napięcia zasilania i rezystancji obciążenia,
– kwestię odprowadzania ciepła ze struktury.

Dziś zajmiemy się tylko pierwszym zagadnieniem.

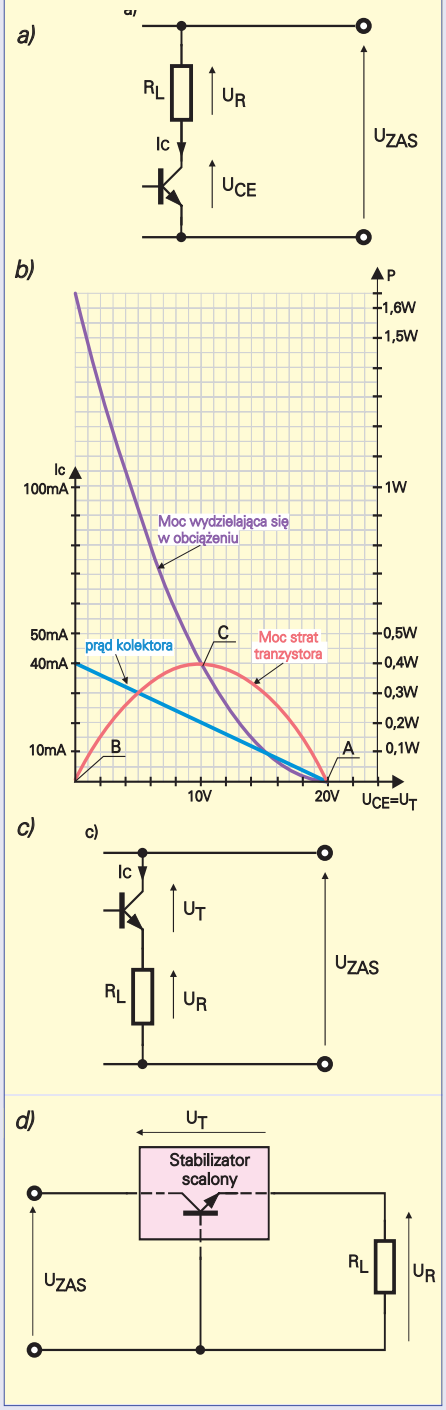
Okazuje się jednak, że często nie trzeba liczyć mocy strat w wyżej podany sposób. W praktyce zwykle interesuje nas najgorszy przypadek. Jeśli obliczymy moc strat dla najgorszego przypadku, to nie ma potrzeby przeprowadzać dalszych obliczeń.

Rysunek 48 pomoże zrozumieć, co mam na myśli, mówiąc o najgorszym przypadku. Przedstawiłem na nim konkretną sytuację: jakiś tranzystor współpracuje z rezystancją obciążenia R_L przy napięciu zasilania Uzas (w tym przypadku R_L=250W, U_{zas}=20V). Rysunek 48b dotyczy w zasadzie układu pokazanego na rysunku 48a, ale bardzo podobnie przedstawia się sytuacja w układzie z rysunku 48c. Idąc o krok dalej możemy rozszerzyć zagadnienie: ponieważ układ scalony też zbudowany jest z tranzystorów, podobne obliczenia dotyczą również układów scalonych, w tym zwłaszcza stabilizatorów. Przykład masz na rysunku 48d. We wszystkich przypadkach (rysunki 48a, 48c, 48d) na tranzystorze występuje jakieś napięcie U_T, a na obciążeniu – napięcie U_L.

Czy dobrze rozumiesz sens tego rysunku?

Rysunek 48b mógłbyś z powodzeniem narysować sam. Wróć do rysunku 44d. Gdy prąd bazy nie płynie, nie płynie też prąd kolektora i napięcie na kolektorze jest równe napięciu zasilającemu. Gdy pojawi się prąd bazy i będzie się zwiększał, odpowiednio zwiększać się będzie prąd kolektora, a napięcie na kolektorze będzie się zmniejszać. Znając napięcie zasilające oraz rezystancję obciążenia R_L możesz przeprowadzić obliczenia dla kilku czy kilkudziesięciu napięć U_T. Możesz obliczyć nie tylko prąd kolektora, ale też moc wydzielaną w obciążeniu oraz w tranzystorze dla różnych napięć kolektora (czyli różnych prądów bazy). Gdybyś zaznaczył na wykresie punkty, dla których przeprowadzałeś obliczenia oraz połączył je ze sobą otrzymasz właśnie charakterystyki z rysunku 48b.

rys. 48



Na tym rysunku niebieską linią narysowałem zależność prądu kolektora od napięcia U_{CE} (czyli napięcia na tranzystorze), przy czym prąd kolektora zaznaczyłem na lewej skali. Jest to prosta reprezentująca obciążenie R_L. Czerwoną linią zaznaczyłem moc strat jaka będzie się wydzielać w tranzystorze. Linia fioletowa pokazuje jaka moc wydzieli się w rezystancji obciążenia (uwaga! moc zaznaczona odnosi się do skali zaznaczonej po prawej stronie rysunku).

Zauważ: przy braku prądu bazy i prądu kolektora, moc strat tranzystora jest równa zeru, bo $P=Uzas\times 0$. Na rysunku 48b pokazuje to punkt A. To oczywiste, w stanie zatkania nie płynie żaden prąd i nie ma żadnych strat mocy ani w tranzystorze, ani w obciążeniu.

Teraz zwróć uwagę, co dzieje się w stanie nasycenia – pokazuje to punkt B. Prąd jest wprawdzie duży, ale napięcie na tranzystorze jest bardzo małe (napięcie nasycenia U_{CEsat} rzędu dziesiątek czy setek miliwoltów). Tym samym w stanie nasycenia moc strat cieplnych wydzielonych na tranzystorze jest niewielka, można powiedzieć bliska zeru, bo $P=U_{CEsat}\times I$. Jesteś zaskoczony?

Okazało się, że w stanie nasycenia, gdy płynie największy prąd, moc strat tranzystora jest bliska zeru! Tak jest! Duża moc ($P = Uzas\times I$) wydziela się wtedy tylko w rezystancji obciążenia, a nie w tranzystorze. Krótko mówiąc, jeśli tranzystor pracuje jako przełącznik, zarówno podczas zatkania, jak i nasycenia wydziela się w nim niewielka moc strat. Już teraz powinieneś wiedzieć, że przy pracy impulsowej najwięcej strat wydziela się w krótkich chwilach przełączania. Do tego zagadnienia być może jeszcze wrócimy. Na razie zajmujemy się tranzystorem podczas pracy liniowej.

Jak widzisz z rysunku 48b, największa moc wydziela się w tranzystorze, gdy napięcie kolektora jest równe połowie napięcia zasilającego. I właśnie to jest ten najgorszy przypadek, o którym wspomniałem. Najgorszy, bo moc strat w tranzystorze jest wtedy największa. Na rysunku 48b pokazuje go punkt C.

Jak łatwo zauważyć, moc strat w tranzystorze jest wtedy równa mocy strat w obciążeniu. Jeśli tak, to maksymalną moc strat, jaka wydzieli się w tranzystorze, można obliczyć w beznadziejnie prosty sposób: ponieważ w najgorszych warunkach moc strat tranzystora jest równa mocy strat w rezystancji obciążenia RL, a napięcie zasilania dzieli się na dwie równe części, obliczamy

$P_{(strat\ tranzystora)}=P_{(obciążenia)}=(Uzas/2)\times I$

Ponieważ $I=(U_{zas}/2)/R_L$

ostatecznie:

$$P_{(strattranzystora)} = \frac{\left(\frac{U_{zas}}{2}\right)^2}{R_L}$$

czyli:

$$P_{(strattranzystora)} = \frac{\left(\frac{U_{zas}}{2}\right)^2}{4R_L}$$

Tak obliczona moc oczywiście nie może być większa, niż odczytana z katalogu moc strat tranzystora Ptot.

Powyższy wzór po przekształceniu pozwoli obliczyć minimalną rezystancję obciążenia przy danym napięciu zasilającym i katalogowej mocy strat:

$$R_L = \frac{(U_{zas})^2}{4P_{tot}}$$

Pozwoli też obliczyć maksymalne napięcie zasilania dla danej oporności obciążenia i katalogowej mocy strat

$$U_{zas} = \sqrt{4R_L P_{tot}}$$

Jak się przekonałeś, nie trzeba być orłem w matematyce. Powyższe wzory też powinieneś zapamiętać, albo zapisać sobie na widocznym miejscu. Są to wzory dotyczące największej mocy strat, jaka wydzieli się w tranzystorze przy napięciu zasilającym Uzas i rezystancji obciążenia RL.

A może jeszcze zapytasz, jak te obliczenia mają się do krzywej reprezentującej maksymalną moc strat tranzystora, pokazanej na rysunku 45 oraz 46?

To ciekawe pytanie!

Sprawdźmy razem, czy nasz przykładowy tranzystor o charakterystykach z rysunków 45 oraz 46 może pracować w układzie z rysunku 48a przy napięciu 25V o rezystancji obciążenia 250Ω, gdzie napięcie na tranzystorze może się płynnie zmieniać od zera do pełnego napięcia zasilania?

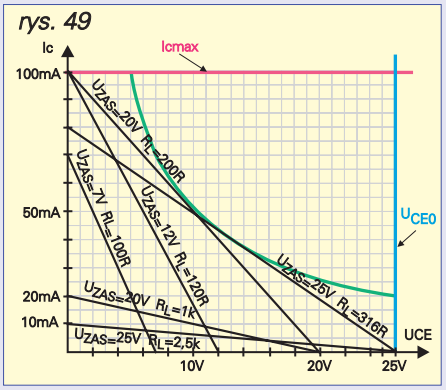
Obliczamy moc strat dla najgorszego przypadku:

$$P_T = \frac{(25V)^2}{4\times 250\Omega} = \frac{625}{1000} = 0{,}625W$$

Ponieważ podczas pracy może wystąpić ten najgorszy przypadek, nasz przykładowy tranzystor w podanych warunkach będzie przeciążony. Ale czy mógłby pracować w jakimś układzie przełączającym, gdzie występują tylko dwa stany: zatkania i nasycenia? Ponieważ w obu tych stanach moc wydzielana w tranzystorze jest równa lub bliska zeru, jest to możliwe. Nie musimy obliczać mocy dla najgorszego przypadku, bo ten przypadek w układzie przełączającym nigdy nie występuje.

Wracając do rysunku 45 można powiedzieć, że aby nie przekroczyć dopuszczalnej mocy strat, musimy zmieścić się z naszą prostą obciążenia w bezpiecznym obszarze pracy tranzystora. Kilka przykładów znajdziesz na **rysunku 49**. Masz tu

rys. 49



proste obciążenia dla różnych napięć zasilania i różnych rezystancji obciążenia.

Na rysunku 49 proste obciążenia pokazałem na tle „liniowego" rysunku 45. Spróbuj samodzielnie zaznaczyć podobne linie na rysunkach 46 oraz 47. Czy będą to proste? Sprawdź zaznaczając kilka punktów.

W rzeczywistym układzie tranzystor będzie pracował przy napięciu zasilającym U_{zas} znacznie mniejszym, niż dopuszczalne napięcie U_{CE0}, a zastosowana rezystancja obciążenia w kolektorze ograniczy maksymalny prąd do wartości znacznie mniejszej niż I_{Cmax}. Jak już mówiłem, zapas rzędu 50...100% jest tu jak najbardziej na miejscu.

A teraz ćwiczenia. Wszystkie dotyczą pracy liniowej.

Ćwiczenie 1.

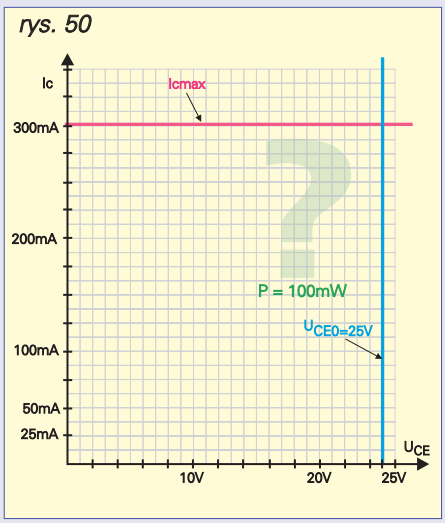
*Tranzystor ma następujące parametry: U_{CE0}=25V, I_{Cmax}=300mA, P_{tot}=100mW. Dorysuj na **rysunku 50** krzywą reprezentującą moc maksymalną 100mW.*

Oblicz, jaka maksymalna moc wydzieli się (w najgorszym przypadku) w tym tranzystorze w następujących warunkach:

1. Uzas = 10V, R_L = 1kΩ
2. Uzas = 25V, R_L = 390Ω
3. Uzas = 9V, R_L = 51Ω
4. Uzas = 25V, R_L = 100Ω

Zaznacz na rysunku 50 proste obciążenia dla tych czterech przypadków. Czy tranzystor może pracować w takich warunkach?

rys. 50



Ćwiczenie 2

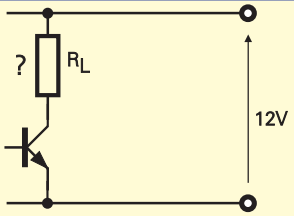
*Mając tranzystor o parametrach jak w poprzednim ćwiczeniu oblicz, jaka może być minimalna rezystancja obciążenia w układzie z **rysunku 51**.*

A jaka moc wydzieli się w tej rezystancji przy pełnym otwarciu (nasyceniu) tranzystora?

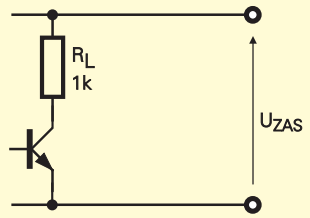
Ćwiczenie 3

*W układzie z **rysunku 52** chcemy zastosować tranzystor o parametrach:*

rys. 51



rys. 52

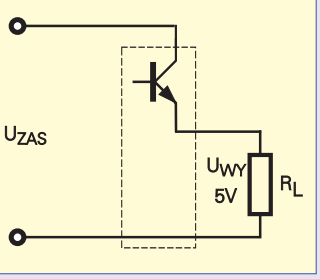


U_{CE0}=45V, I_{Cmax}=500mA, P_{tot}=300mW. Oblicz, w jakim zakresie napięć zasilających nie będzie on przeciążony.

Ćwiczenie 4

*Tranzystor T1 w układzie stabilizatora z **rysunku 53** ma następujące parametry: U_{CE0}=50V, I_{Cmax}=100mA, P_{tot}=300mW*

rys. 53



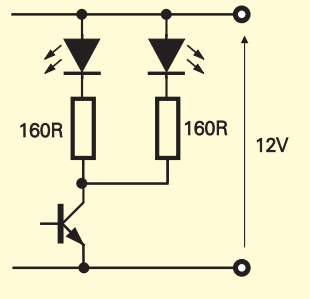
Oblicz, jaki prąd maksymalny może płynąć przez ten tranzystor przy napięciu wyjściowym stabilizatora równym 5V. Przeprowadź obliczenia dla dwóch napięć zasilających:
a) Uzas = 25V
b) Uzas = 7V

Ćwiczenie 5

*Mając tranzystor o parametrach: U_{CE0}=45V, I_{Cmax}=500mA, P_{tot}=300mW sprawdź, czy może on pracować w układzie płynnej regulacji jasności świecenia zespołu żółtych diod LED w układzie z **rysunku 54**.*

Wykonaj proponowane ćwiczenia. Odpowiedzi znajdziesz w następnym odcinku.

rys. 54



Jeśli wydaje ci się, że już wiesz wszystko na temat mocy strat tranzystora, to muszę cię zmartwić. Gdyby nasze rozważania dotyczyły tylko tranzystorów małej mocy, podane wiadomości od biedy by wystarczyły. Ale w przypadku tranzystorów większej mocy wchodzą w grę dodatkowe czynniki. Podana w katalogu dopuszczalna moc strat Ptot jest ściśle związana z temperaturą struktury półprzewodnikowej i skutecznością odprowadzania stamtąd ciepła. Tym ważnym tematem zajmiemy się za miesiąc.

Powtórka

Każdy stosowany przez ciebie tranzystor musi pracować w tak zwanym bezpiecznym obszarze pracy.

Obszar ten jest ograniczony przez:
- maksymalne napięcie kolektora UCE0
- maksymalny prąd kolektora ICmax
- dopuszczalną moc strat Ptot
- zjawisko tak zwanego drugiego przebicia.

Obszar bezpiecznej pracy zazwyczaj podany jest w katalogu w postaci rysunku.

W praktyce należy unikać pracy tranzystora przy napięciu, prądzie i mocy zbliżonych do maksymalnych. Zastosowanie tranzystora „większego i silniejszego" o 50...100% niż wymagane minimum jest korzystniejsze i pozwala uniknąć długich obliczeń.

Piotr Górecki

Konkurs

Wśród osób, które przez najbliższy miesiąc (do czasu ukazania się następnego numeru EdW) nadeślą prawidłowe rozwiązania ćwiczeń 2 – 5, zostaną rozlosowane nagrody – niespodzianki.

Pierwsze kroki w cyfrówce

część 15

W poprzednich odcinkach zapoznałeś się z przerzutnikami. Omówiliśmy wspólnie zagrożenia związane z niedostatecznie ostrymi zboczami sygnałów zegarowych. Wiesz już, co to jest i jak działa prosty rejestr przesuwny.
Po zapoznaniu się z przerzutnikami D, T oraz JK jesteś w pełni przygotowany, by zrozumieć działanie wszelkich liczników.

Dzielniki i liczniki

Nie jest dla ciebie tajemnicą, że przerzutnik T dzieli częstotliwość przez 2. Przeanalizujmy więc wspólnie, jak działa układ zestawiony z kilku takich przerzutników. Na **rysunku 103** znajdziesz schemat takiego układu – jest to prosty licznik czterostopniowy, ale my zamiast czterostopniowy, częściej mówimy: czterobitowy. Przypuśćmy, że w roli przerzutników T pracują odpowiednio skonfigurowane przerzutniki JK z kostki CMOS 4027.

Ostatnio straszyłem cię różnymi pułapkami związanymi ze zbyt łagodnymi zboczami i opóźnieniami, więc być może podejrzliwie patrzysz na rysunek 103, znów spodziewając się jakiejś niespodzianki. W zasadzie masz rację – również tu występują pewne „kwiatki", ale kwestią opóźnień i pułapek w tego typu układach zajmiemy się później.

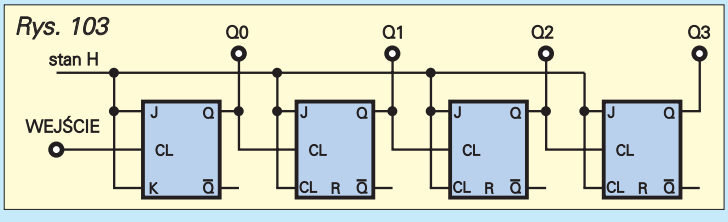
Na razie zacznij od podstaw i przeanalizuj przebiegi, jakie pojawiają się na wyjściach tego licznika przy podawaniu na wejście przebiegu prostokątnego. Pamiętaj, że w przerzutnikach JK z kostki 4027 zbocze dodatnie (rosnące) jest zboczem aktywnym. Sprawa jest beznadziejnie prosta: stan każdego kolejnego przerzutnika zmienia się na przeciwny, gdy na wejściu tego przerzutnika pojawi się zbocze rosnące. Przebiegi na poszczególnych wyjściach pokazane są na **rysunku 104**. Strzałkami zaznaczyłem ci, jak rosnące zbocza zmieniają stany poszczególnych przerzutników.

Wszystko jasne?

Do tej pory w artykułach serii „Pierwsze kroki w cyfrówce" konsekwentnie stosowałem określenia: *stan (logiczny) niski* oraz *stan (logiczny) wysoki*, a skrupulatnie unikałem popularnych określeń: *zero logiczne* i *jedynka logiczna*. Teraz, gdy doszliśmy do liczników, czas najwyższy zacząć mówić o liczbach. I dopiero teraz zacznę posługiwać się określeniami: zero, jedynka oraz kolejnymi liczbami naturalnymi. Stan logiczny wysoki na wyjściu licznika będziemy często nazywać jedynką, a stan niski zerem. Innych, pośrednich stanów tam być nie może (pomijając moment zmiany stanu).

Jeśli tylko zero i jedynka to...słusznie spodziewasz się, że na wyjściach licznika otrzymasz kolejne liczby przedstawione w systemie dwójkowym. W tabeli 1 przypominam ci, jak w systemie dziesiętnym i dwójkowym zapisuje się liczby całkowite. Nie masz chyba wątpliwości, że dopisanie dowolnej ilości zer z lewej strony liczby niczego nie zmienia. Jeśli masz jakiekolwiek wątpliwości co do sposobu zapisu liczb w postaci dwójkowej, koniecznie poszukaj gdzieś w książce od matematyki i poznaj niezbędne podstawy.

Rys. 103



Rys. 104

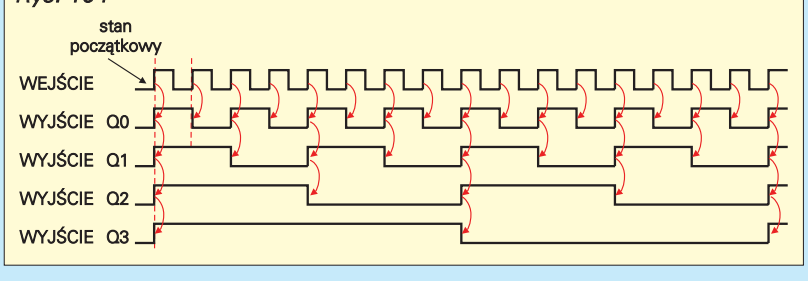


Tabela 1

dziesiętnie	dwójkowo
000	000000
001	000001
002	000010
003	000011
004	000100
005	000101
006	000110
007	000111
008	001000
009	001001
010	001010
011	001011
012	001100
013	001101
014	001110
015	001111
016	010000
017	010001

Dla odróżnienia liczby dwójkowej 111 (dziesiętnie – siedem) od liczby dziesiętnej 111 (sto jedenaście), liczby dwójkowe albo poprzedza się dużą literą B, od angielskiego binary – dwójkowy, albo pisze się dużą literę B jako indeks za liczbą. Wygląda to albo tak: B111, albo 111_B. W pokrewnym systemie szesnastkowym, dla jasności analogicznie dopisuje się literkę H – hexadecimal, w systemie ósemkowym – literę O – octal, a niekiedy dla uniknięcia wątpliwości także w dziesiętnym literę D – decimal. Stąd 11_H to siedemnaście, 11_O to dziewięć, a 11_D to oczywiście jedenaście.

Spodziewasz się na pewno, że przy zliczaniu kolejnych impulsów wejściowych, na wyjściach licznika z rysunku 103 będą się pojawiać kolejne liczby dwójkowe. W rzeczy samej – na wyjściach tego licznika rzeczywiście pojawiają się kolejne liczby, ale...

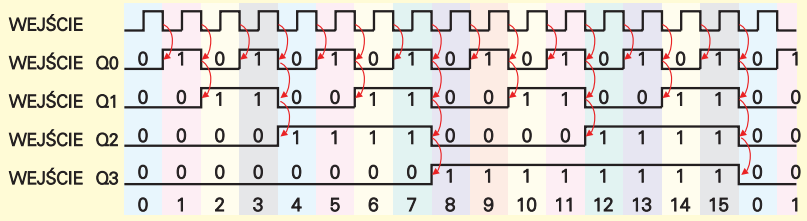
Dobrze przypatrz się rysunkowi 104. Załóżmy, że w chwili początkowej na

wszystkich wyjściach licznika był stan niski (same zera), czyli w liczniku była liczba zero. Po pierwszym narastającym zboczu zmienił się stan wyjść wszystkich przerzutników i na wyjściu pojawiła się liczba dwójkowa 1111, czyli dziesiętnie 15. Po drugim narastającym zboczu, w pierwszym stopniu licznika pojawiło się zero. A niby z której strony to zero dopisać? Czy da to liczbę 0111B czy 1110B? Pomyśl uważnie!

Na wyjściach licznika masz czterobitową liczbę dwójkową. Który bit jest „pierwszy", a który „ostatni"? W układach cyfrowych nie mówimy o bicie „ pierwszym" lub „ostatnim", tylko o bicie najbardziej znaczącym i bicie najmniej znaczącym. Najbardziej znaczący bit, nazywany też najstarszym, oznaczany jest MSB (Most Significant Bit), najmniej znaczący – czyli najmłodszy – LSB (Least Significant Bit).

Przy okazji mała dygresja. Na rysunku 103 przerzutniki licznika narysowane są według powszechnej zasady, według której na schemacie przepływ sygnału następuje od lewej strony rysunku do prawej. Zasada ta jest rzeczywiście słuszna, ale rysując schematy liczników często od niej odchodzimy. Przyczyna jest prosta: przy takim uporządkowaniu jak na rysunku 103, najstarszy bit (wyjście Q3) narysowany jest z prawej strony, a to nie zgadza się z przyjętym sposobem zapisu liczb dwójkowych. Dlatego kolejne przerzutniki lub wyjścia liczników najczęściej rysuje się odwrotnie, by najstarszy bit wypadł z lewej strony, podobnie jak przy zapisie liczby na kartkę. Przykład tak narysowanego licznika znajdziesz na **rysunku 105**. Na rysunku tym zaznaczono wagi kolejnych wyjść. Jak widać są to kolejne potęgi liczby 2, a mianowicie: 2^0=1, 2^1=2, 2^2=4, 2^3=8, itd. Kolejne wyjścia liczników oznacza się czasami Q0, Q1, Q2... lub w przypadku liczników o czterech wyjściach częściej A, B, C, D. Wyjście A ma wagę 1, B – 2, C – 4, D – 8. W różnych źródłach można spotkać nieco odmienne oznaczenia wyjść licznika literą Q, Mianowicie można spotkać rysunki, gdzie wyjście pierwszego przerzutnika (czyli pierwszego stopnia licznika) oznaczone jest Q0, a na innych rysunkach oraz w katalogach to samo wyjście oznaczone jest Q1. W zasadzie nie ma tu żadnej sprzeczności. Q0 może oznaczać, że pierwsze wyjście ma wagę 2^0 czyli 1, natomiast Q1 może oznaczać, że przebieg na tym pierwszym wyjściu ma częstotliwość 2^1 = 2 razy mniejszą niż przebieg na wejściu.

Rys. 106



Uwaga! Literki A, B, C, D na wyjściach licznika nie mają nic wspólnego z cyframi używanymi w kodzie szesnastkowym (heksadecymalnym), gdzie A oznacza 10, B – 11, C – 12, D – 13.

Litery te nie mają także nic wspólnego z nazwą „liczniki BCD". Licznik BCD – Binary Coded Decimal – dziesiętny kodowany dwójkowo, to taki licznik dwójkowy, który liczy tylko do dziesięciu. Liczniki BCD będą omówione w dalszej części artykułu.

Wracając do rysunków 103 i 104 można stwierdzić, że po drugim aktywnym zboczu stan licznika zmieni się na 1110B. Kolejne stany licznika z rysunku 103 możesz prześledzić na rysunku 104:

0000
1111
1110
1101
1100
1011
1010
1001
1000
0111
0110
0101
0100
0011
0010
0001
0000
1111
itd...

Krótko mówiąc, rzeczywiście otrzymaliśmy licznik dwójkowy, ale... liczący wstecz

Co zrobić, by uzyskać licznik zliczający w przód?

Pomyśl samodzielnie!

Jeśli zaproponujesz umieszczenie negatorów na wszystkich wyjściach, to jest to jakiś pomysł, niezbyt doskonały, ale jest. Jeśli zaproponujesz dołączenie wejścia kolejnego licznika nie do wyjścia Q, tylko do wyjścia Q\ poprzedniego przerzutnika (według rysunku 105), załatwisz problem. Ale gdybyś chciał zrealizować taki licznik w postaci układu scalonego, będziesz miał kłopoty z połączeniem ze sobą kilku takich liczników. Samodzielnie w ramach ćwiczenia domowego narysuj przebiegi wejściowy i wyjściowe dla licznika z rysunku 105 i sam się przekonaj, że występuje tu coś w rodzaju opóźnienia o pół cyklu wejściowego.

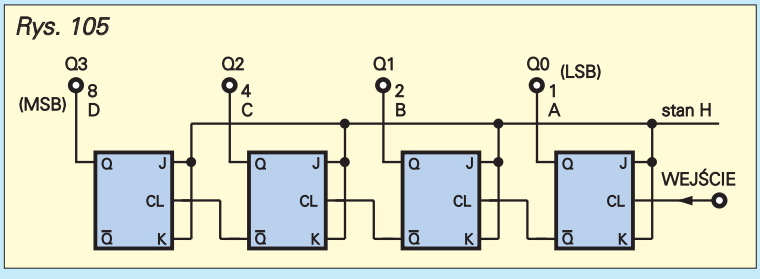
Ale licznik liczący w przód można wykonać prościej: wystarczy zastosować przerzutniki z aktywnym zboczem ujemnym (opadającym). Układ połączeń licznika będzie dokładnie taki sam, jak na rysunku 103, natomiast przebiegi będą inne, takie jak na **rysunku 106**. Przeanalizuj te przebiegi, bo oto doszedłeś do rozwiązania szeroko stosowanego w praktyce.

Masz przed sobą najprostszy (tak zwany asynchroniczny) licznik dwójkowy. Właśnie na takiej zasadzie zbudowane są liczniki CMOS 4020, 4024, 4040 (oraz 4060, który dodatkowo zawiera blok oscylatora). Nieco uproszczony schemat wewnętrzny liczników 4020, 4024 i 4040 pokazany jest na rysunku 5.

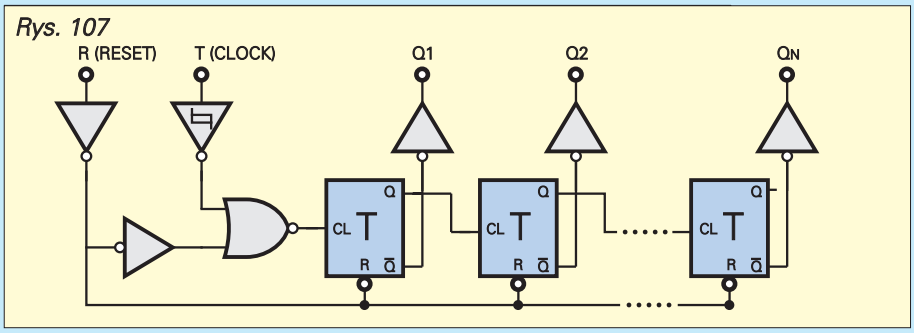
Wyprowadzenia tych kostek znajdziesz we wkładce w EdW 1/98. Możesz (i raczej powinieneś) tam dopisać, że wszystkie wymienione powyżej liczniki mają wejście T wyposażone w obwód histerezy (bramka Schmitta), dzięki czemu mogą zliczać także impulsy o bardzo łagodnych zboczach, czyli długich czasach narastania. Jest to cecha ważna, zwłaszcza gdy liczniki zliczają impulsy nie pochodzące z innych układów logicznych. Układy te mają jeszcze wejście zerujące (R – reset). Powinieneś też wiedzieć, że wszystkie liczniki, rejestry i inne układy cyfrowe mają wyjścia buforowane. Buforowanie wyjść też ma ważne znaczenie, bowiem silne obciążenie, czy nawet zwarcie wyjścia nie wpływa na stan wewnętrznych obwodów licznika i układ zawsze pracuje prawidłowo.

Poznałeś właśnie pierwszą grupę liczników – tak zwane liczniki asynchroniczne. Mimo że są najprostsze, są bardzo często stosowane.

Rys. 105



Rys. 107



Inną grupą liczników są liczniki synchroniczne.

Liczniki synchroniczne

Liczniki synchroniczne są bardziej skomplikowane, na pierwszy rzut oka działają tak samo jak poprzednio opisane liczniki asynchroniczne. Wielu początkujących nie rozumiejąc, czym się różnią obawia się, czy aby nie popełnią błędu, stosując liczniki synchroniczne razem a asynchronicznymi.

Tymczasem dla elektronika-hobbysty w ogromnej większości przypadków zupełnie nie ma znaczenia, czy dany licznik jest synchroniczny, czy asynchroniczny. Istotne jest tylko to, jakie funkcje pełni dany licznik.

Ale nie wypada, by czytelnik Elektroniki dla Wszystkich nie miał bladego pojęcia o licznikach synchronicznych i żeby się ich bał.

Na **rysunku 108** możesz zobaczyć schemat prostego licznika synchronicznego. Przede wszystkim zauważ, że sygnał zegarowy z wejścia podawany jest jednocześnie na wszystkie przerzutniki, a nie tylko na pierwszy przerzutnik, jak to jest w licznikach asynchronicznych. Oczywiście podczas kolejnego aktywnego zbocza zmieni się stan tych przerzutników, na których wejściach J, K występował stan wysoki. Najprościej ujmując, stan kolejnego przerzutnika zmienia się na przeciwny wtedy, gdy na wyjściach wszystkich poprzednich (młodszych) przerzutników występuje stan wysoki. Dbają o to bramki AND. W ramach samodzielnych ćwiczeń warto szczegółowo przeanalizować działanie licznika synchronicznego z rysunku 108.

A teraz drobny konkursik.

Konkurs

Odpowiedz na pytania:

1. W którą stronę zlicza licznik z rysunku 6? W górę, czy w dół? Aktywne zbocze użytych przerzutników to zbocze rosnące.

2. Co się zmieni, jeśli aktywnym zboczem przerzutników będzie zbocze opadające?

3. Jakich zmian trzeba dokonać, by licznik zliczał w przeciwnym kierunku?

Wśród osób, które do końca czerwca 1998 nadeślą prawidłowe odpowiedzi rozlosujemy upominki w postaci drobnych kitów AVT.

Nie zapomnijcie dopisać na kopercie lub kartce: LICZNIKI

Przeanalizuj działanie licznika, a przekonasz się, że jest ono takie jak na rysunku 2 lub 4.

Jeśli nie ma różnic, to w czym problem?

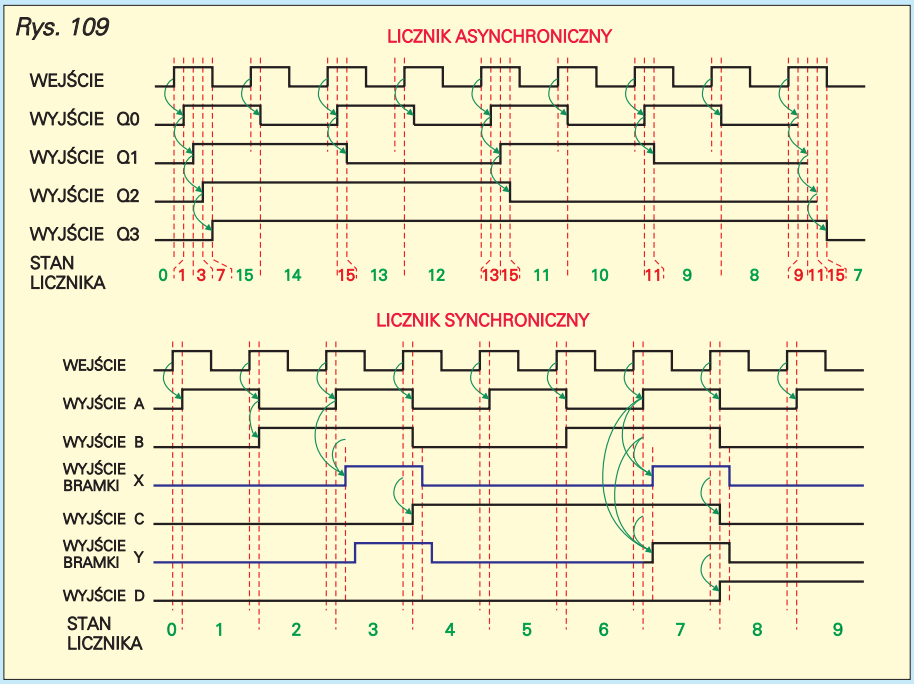
Różnica jednak jest – polega na tym, że w liczniku synchronicznym zmiany na wyjściach wystąpią jednocześnie, pod wpływem tego samego sygnału zegarowego. Jak to jednocześnie? A w liczniku asynchronicznym miałyby nie występować jednocześnie?

Pamiętaj, że każdy przerzutnik reaguje z opóźnieniem rzędu kilkunastu...kilkudziesięciu nanosekund. Ale czy jest tu o co walczyć?

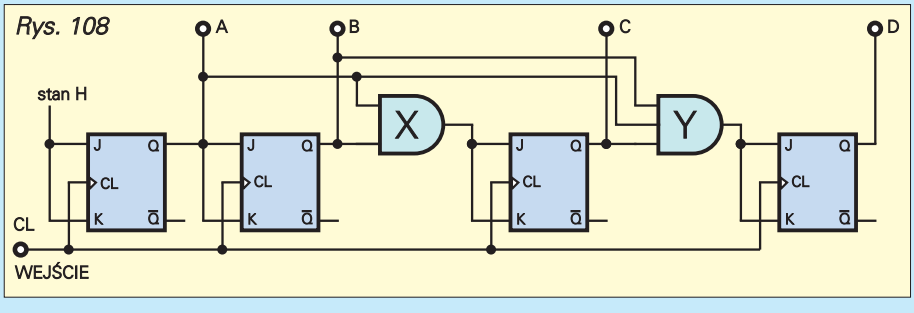
Na rysunku **109a** i **109b** zobaczysz przebiegi na poszczególnych wyjściach licznika asynchronicznego oraz synchronicznego (z przerzutnikami o aktywnym zboczu dodatnim) wzięte pod lupę. Tym razem przebieg wejściowy ma bardzo dużą częstotliwość i wyraźnie widać opóźnienia wprowadzane przez poszczególne składniki licznika. Zwróć uwagę na liczby u dołu rysunku pokazujące chwilowy stan licznika (reprezentowany przez liczbę dwójkową na wyjściach).

Jak widzisz, przebiegi w obu licznikach nie są identyczne: z uwagi na sumowanie się opóźnień przerzutników, na wyjściach licznika asynchronicznego pojawiają się błędne kody! Ale nie wpadaj w panikę! Po pierwsze, jeśli wykorzystujesz licznik asynchroniczny w charakterze dzielnika częstotliwości, i pobierasz sygnał z któregoś kolejnego wyjścia, opóźnienia te wcale nie będą ci przeszkadzać. Po drugie pamiętaj, że opóźnienia te są rzędu kilkudziesięciu czy co najwyżej kilkuset nanosekund. Czyli błędne kody będą pojawiać się na wyjściach licznika asynchroniczne-

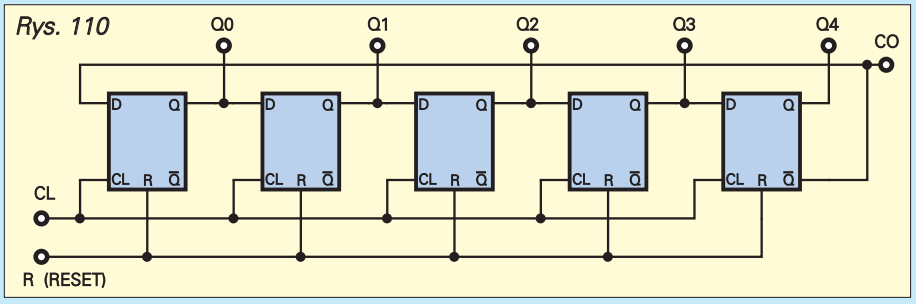
Rys. 109



Rys. 108



Rys. 110



go tylko na tak krótki czas. Jeśli przykładowo taki licznik będzie sterował wyświetlaczem siedmiosegmentowym, w żaden sposób nie zauważysz jakichkolwiek nieprawidłowości. Zwróć uwagę, że nie są to błędy w zliczaniu (oba liczniki zawsze zliczają prawidłowo), tylko chwilowe błędy w podawaniu wyniku. Takie błędy mogłyby dać o sobie znać tylko w nielicznych układach, gdzie na bieżąco sprawdzany byłby stan wyjść licznika i stan ten wpływałby na pracę jakiejś dalszej części układu. Przykładowo są sytuację, gdy do wyjść licznika dołączony jest tak zwany komparator cyfrowy, czyli układ scalony, który porównuje zawartość licznika z zadaną liczbą. Wtedy komparator może przez wspomniane nanosekundowe odcinki czasu dawać błędne wyniki. Takie rozwiązania są jednak rzadkością.

Jeśli mimo wszystko opóźnienia byłyby niepożądane, a ewentualne błędne kody – groźne, należy po prostu zastosować licznik synchroniczny, w którym zmiany na wyjściach następują praktycznie w tym samym momencie (z dokładnością do pojedynczych nanosekund).

Rysunek 109b pokazuje, że w liczniku synchronicznym również mamy do czynienia z opóźnieniami, ale zastosowane rozwiązanie gwarantuje jednoczesne przełączanie wszystkich wyjść.

Tu warto nadmienić o maksymalnej częstotliwości zliczania. Łatwo się domyślić, że w liczniku asynchronicznym maksymalna częstotliwość zliczania jest wyznaczona przez pierwszy stopień – pierwszy przerzutnik, bo już następny pracuje z częstotliwością dwukrotnie mniejszą, itd. Natomiast w liczniku synchronicznym maksymalna częstotliwość jest wyznaczona nie przez sumę opóźnień wszystkich przerzutników, tylko przez sumę dwóch opóźnień: jednego przerzutnika oraz opóźnienie bramki. Trzeba uwzględnić opóźnienie wnoszone przez bramkę, bo sygnał na wejściach J, K wszystkich przerzutników musi się ustalić przed nadejściem następnego aktywnego zbocza sygnału zegarowego.

Z tego można szybko wyciągnąć wniosek, że liczniki synchroniczne mogą pracować przy większych częstotliwościach, niż liczniki asynchroniczne. W większości przypadków tak, ale nie zawsze. To są jednak szczegóły, które nie są dla ciebie najważniejsze.

Ważne jest, że te drobne różnice w działaniu liczników synchronicznych i asynchronicznych zwykle nie mają w praktyce istotnego znaczenia. Przy projektowaniu większości układów nie zastanawiamy się nad tym, co to za licznik, a jedynie szukamy kostki, która ma możliwości potrzebne do danego zastosowania.

Inne liczniki

Dwa podane wcześniej przykłady być może przekonały cię, że liczniki zawsze liczą w kodzie dwójkowym. Jest to przekonanie błędne. Zastanów się: często liczniki wykorzystywane są w charakterze dzielników częstotliwości – nie jest wcale ważne, jakie liczby pojawiają się na wyjściach licznika, istotne jest tylko, że na którymś z wyjść częstotliwość przebiegu jest ileś razy mniejsza, niż częstotliwość na wejściu.

Do takiej roli niekoniecznie trzeba wykorzystać licznik zliczający w kodzie dwójkowym. Zgadzasz się? Niewykluczone, że podane przykłady doprowadziły cię do wniosku, że licznik można wykonać z różnych przerzutników i wieloma sposobami. Słusznie! Czy słyszałeś o licznikach pracujących w kodzie Gray a, kodzie +3 czy kodzie Aikena. Nie słyszałeś? To masz szczęście – kiedyś, gdy pojawiły się pierwsze przerzutniki i liczniki budowano z pojedynczych przerzutników, stosowano przeróżne układy połączeń i różne realizacje. Takie fikuśne liczniki często nie dawały na wyjściach kolejnych liczb dwójkowych. Dawały inne, wymyślne sekwencje liczb.

Na twoje szczęście stosunkowo szybko pojawiły się układy scalone zawierające gotowe liczniki. Pewna część spośród nich zyskała dużą popularność, inne zupełnie znikły z rynku. W następnym miesiącu poznasz bliżej kilka najpopularniejszych liczników. Zapoznasz się z licznikami dwukierunkowymi, czyli rewersyjnymi, które według potrzeb mogą zliczać albo w górę, albo w dół. Poznasz liczniki programowane, do których można wstępnie wpisać jakąś liczbę i od niej rozpocząć zliczanie. Takie wynalazki (liczniki programowane zliczające w dół) są bardzo przydatne na przykład do odliczania zadanej ilości impulsów czy zdarzeń. Nie będę cię jednak męczył szczegółami budowy wewnętrznej, bo nie jest ci to niezbędne. Wiedza, którą posiadłeś na temat bramek i przerzutników powinna ci wystarczyć, byś z grubsza wyobraził sobie, jak mogą być zbudowane takie liczniki.

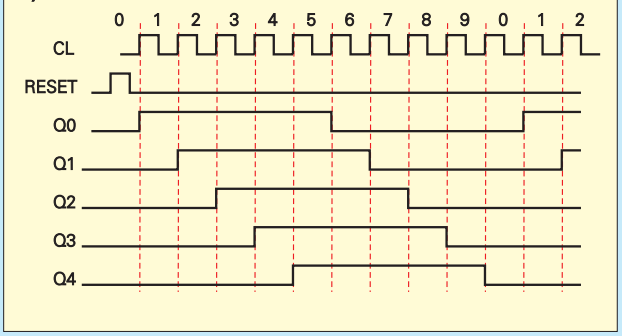
A teraz chyba cię mocno zaskoczę układem z **rysunku 110**.

Czy to jest licznik?

Przecież to jest jakiś rejestr, a nie licznik!

W rzeczy samej, jest to pięciostopniowy rejestr, w którym wejście pierwszego stopnia połączone jest z zanegowanym wyjściem ostatniego stopnia. Na **rysunku 111** znajdziesz przebiegi tego licznika. I co? Niewątpliwie jest to układ mający dziesięć różnych stanów na wyjściach, a więc... jest to licznik zliczający do dziesięciu! Na pewno nie jest to jednak licznik dwójkowy...

Rys. 111

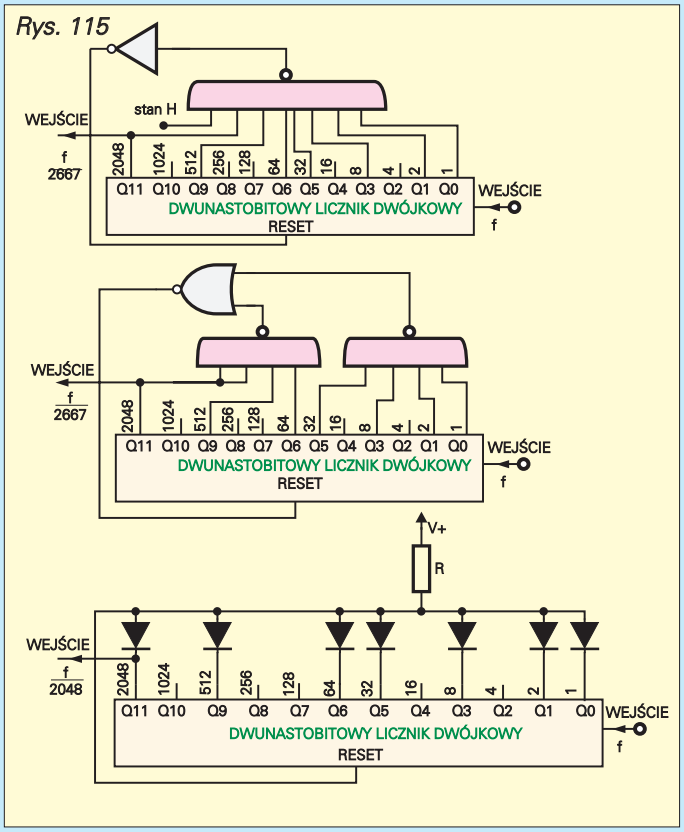


Taki licznik nazywany jest licznikiem Johnsona. A na co komu taki „dżonson"? Może cię zaskoczę informacją, że jeden z ulubionych liczników zarówno Czytelników jak i Redaktorów EdW, mianowicie CMOS 4017 to właśnie licznik Johnsona, tyle że wyposażony w dodatkowy dekoder, dający w danej chwili stan wysoki tylko na jednym z dziesięciu wyjść. Analizując rysunek 111 dowiesz się także, jaki przebieg występuje na wyjściu CO (nóżka 12) kostki 4017 – jest to zanegowany przebieg z wyjścia ostatniego przerzutnika, czyli Q4\. Podobny licznik, tylko składający się z czterech przerzutników, a więc zliczający do ośmiu, dostępny jest jako układ scalony CMOS 4022.

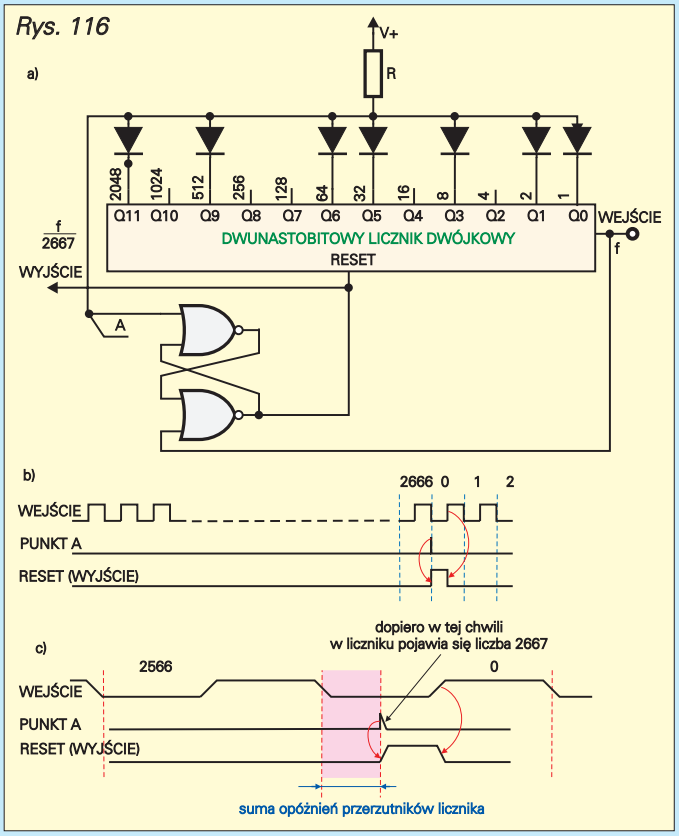
Nasza ulubiona kostka 4017 znakomicie zastępuje zespół dwóch kostek: licznik dwójkowy (np. 4040) z dołączonym dekoderem (np. 4028). A czym jeszcze różni się licznik Johnsona z dekoderem, od zespołu licznik asynchroniczny plus dekoder kodu dwójkowego na kod 1 z 10?

c.d. na str. 72

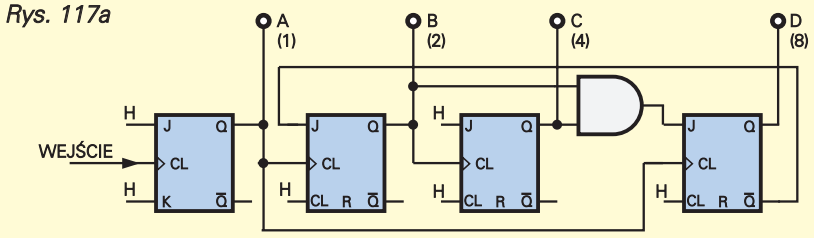
Rys. 115



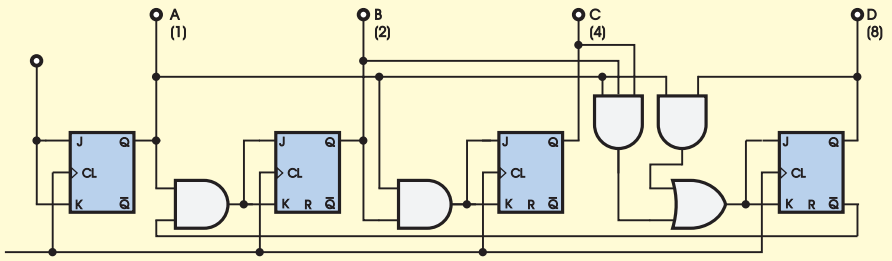
Rys. 116



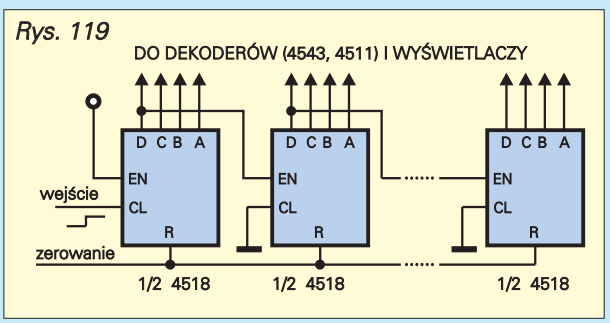
Rys. 117a



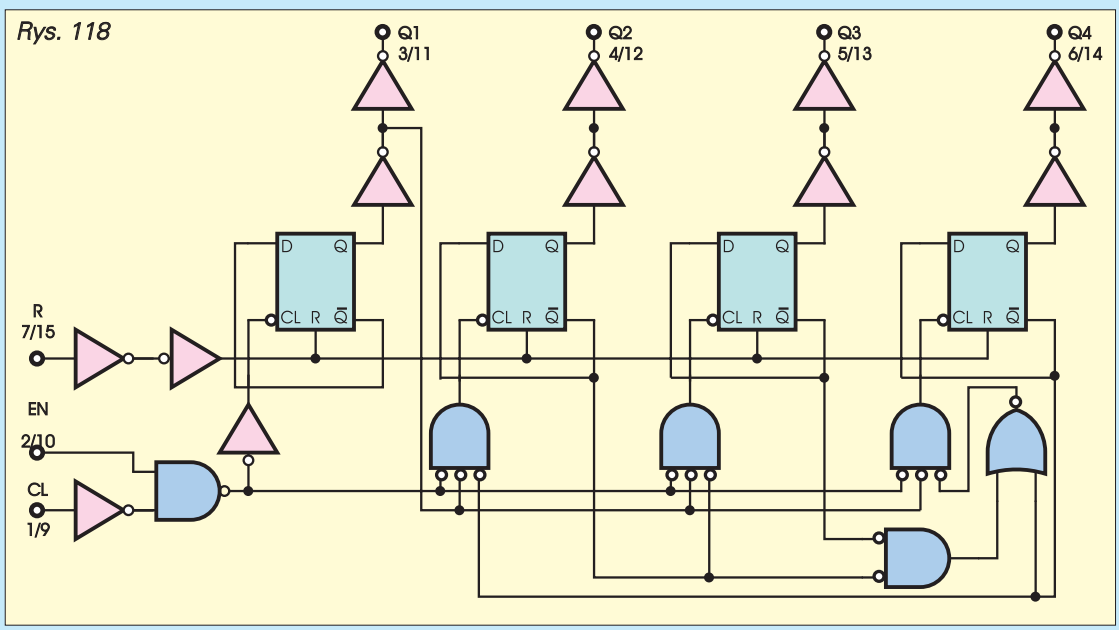
Rys. 117b



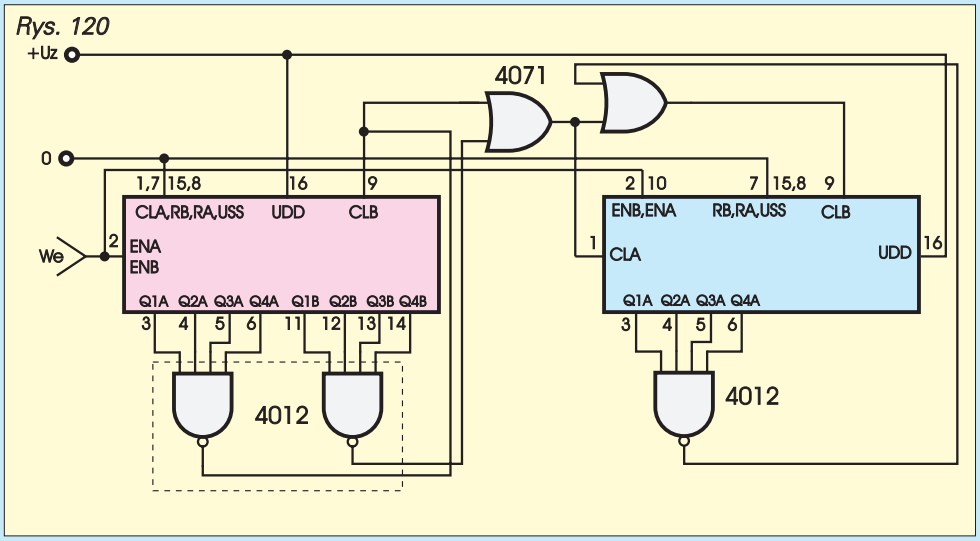
Rys. 119



Rys. 118



Rys. 120


+Uz
0
We
4071
1,7 15,8 16 9
CLA,RB,RA,USS UDD CLB
2
ENA
ENB
Q1A Q2A Q3A Q4A Q1B Q2B Q3B Q4B
3 4 5 6 11 12 13 14
4012
2 10 7 15,8 9
ENB,ENA RB,RA,USS CLB
1
CLA
UDD
16
Q1A Q2A Q3A Q4A
3 4 5 6
4012

Mikrokontrolery? To takie proste...

Część 14
Licznik T2 oraz specjalne tryby pracy

W kolejnym odcinku naszego cyklu zapoznamy się z pracą dodatkowego układu czasowo licznikowego, który występuje w mikrokontrolerach 8052/C. W drugiej części artykułu przedstawię specjalne tryby pracy procesorów, dzięki którym możliwe jest konstruowanie energooszczędnych autonomicznych układów bateryjnych. I choć na tym etapie nauki panowania nad mikrokontrolerem 8051 i jemu podobnymi, za wcześnie na podawanie przykładowych rozwiązań konstrukcyjnych, to tę część teorii warto poznać, zanim zabierzemy się do budowania „inteligentnych urządzeń elektronicznych"... a raczej mikroelektronicznych.

Poprzedni odcinek szkoły mikroprocesorowej poświęciłem omówieniu strony praktycznej układów czasowo-licznikowych T0 i T1 procesora 8051/52. Podałem też praktyczne wskazówki na powiązanie pracy liczników z układem przerwań procesora. Dzięki takiemu połączeniu udało nam się wspólnie stworzyć i przeanalizować przykładowy programik odmierzający czas. To podstawa do zrozumienia prawidłowego programowania mikrokontrolerów, bowiem prawie 100% programów pisanych na procesory wykorzystuje procedury (podprogramy) obsługi przerwań do kontroli pewnych funkcji samego procesora jak i układów peryferyjnych.

Umiejętne zaprogramowanie układu licznikowego oraz układu przerwań gwarantuje sukces w działaniu programu a dodanie funkcji zabezpieczających – tzw. „programowych haczyków" (których omówieniem zajmę się przy okazji następnego odcinka klasy mikroprocesorowej) gwarantuje poprawną pracę mikrokontrolera nawet w sytuacjach z góry nieprzewidzianych, jak np. przypadkowe przeładowanie liczników, czy automatyczne rozpoznawanie prędkości transmisji szeregowej z urządzenia zewnętrznego. Wróćmy jednak do tematu i zajmijmy się układem czasowo-licznikowym (potocznie nazywanym licznikiem) T2.

TIMER T2 w 8052/C

Jak powiedziałem wcześniej, układ ten nie występuje w procesorach 8051/C51, jest natomiast integralną częścią struktury procesorów 8052/C. Z pewnych względów przy niektórych aplikacjach dwa układy czasowo-licznikowe (T0 i T1) to za mało, wtedy warto sięgnąć właśnie po kostkę '52.

Licznik T2 podobnie jak poprzednie T0 i T1 jest 16-bitowy, a zliczanie odbywa się przy pomocy dwóch 8-bitowych rejestrów z grupy SFR o adresach:
0CDh: TH2 – starsze 8 bitów licznika T2
0CCh: TL2 – młodsze 8 bitów licznika T2

Rejestry operacyjne licznika T2:

nazwa:									adres:
TH2	**d7**	**d6**	**d5**	**d4**	**d3**	**d2**	**d1**	**d0**	**CDh**
TL2	**d7**	**d6**	**d5**	**d4**	**d3**	**d2**	**d1**	**d0**	**CCh**

Tak jak poprzednio rejestry te można odczytywać jak i modyfikować, przeładowując (zmieniając) ich zawartość np. za pomocą instrukcji:

```
mov     TH2, #wartH
mov     TL2, #wartL
```

Z układem czasowo-licznikowym T2 związane są dwa dodatkowe 8-bitowe rejestry, (tworzące 16-bitowy rejestr **RLD**) a mianowicie:
0CBh: RLDH – starsze 8 bitów rejestru RLD
0CAh: RLDL – młodsze 8 bitów rejestru RLD

Rejestry dodatkowe licznika T2:

nazwa:									adres:
RLDH	**d7**	**d6**	**d5**	**d4**	**d3**	**d2**	**d1**	**d0**	**CBh**
RLDL	**d7**	**d6**	**d5**	**d4**	**d3**	**d2**	**d1**	**d0**	**CAh**

Rejestr RLD (RLDH.RLDL) pełni dwojaką rolę w zależności od trybu pracy licznika T2. Po pierwsze może być rejestrem wartości początkowej licznika T2 (TH2.TL2). Wtedy to w trybie pracy, który za chwilę omówię, po przepełnieniu licznika, wartość początkowa tego licznika zostaje automatycznie (bez programowego przeładowywania) przepisana z RLDH do TH2 oraz z RLDL do TL2.

W innym przypadku rejestr RLD może pełnić rolę rejestru zatrzaskowego, w którym zapamiętywana jest zawartość licznika T2 (TH2.TL2) w pewnych szczególnych momentach, o tym także za chwilę.

Podobnie jak omawiane w poprzednim odcinku układy T0 i T1, licznik T2 może pełnić dwie różne funkcje:
– może pracować jako czasomierz, czyli zliczać impulsy wewnętrzne o częstotliwości równej częstotliwości oscylatora Fxtal podzielonej przez 12 (zastosowanie takiego trybu pracy już poznaliście na przykładzie z lekcji nr 8)
– może także zliczać impulsy zewnętrzne z specjalnego wejścia T2, którym jest pin 1 procesora (alternatywna funkcja bitu 0 portu P1). Zwiększenie zawartości licznika T2 następuje w tym przypadku w momencie wykrycia zbocza opadającego na wejściu T2 (P1.0). Z licznikiem T2 związane jest także dodatkowe wejście T2EX – końcówka procesora P1.1 (pin 2). Końcówka ta może pełnić rolę sygnału strobującego zatrzaśnięcie zawartość licznika T2 (TH2.TL2) w rejestrach RLD (RLDH.RLDL), w innym przypadku umożliwia zdalne załadowanie wartości początkowej z rejestrów RLD do rejestrów licznika T2.

We wszystkich trybach pracy licznika T2 zasada jego pracy jest podobna jak dla układów T0 i T1. A więc obowiązują zasady dotyczące np. wykrywania stanów niskich i wysokich (na przemian) w przypadku zliczania impulsów zewnętrznych, ich częstotliwości maksymalnej, w zależności

od częstotliwości oscylatora procesora. Wszystkie omówiłem w poprzedniej części klasy mikroprocesorowej, warto więc je sobie przypomnieć.

Warto także wspomnieć o możliwości pracy licznika T2 w trybie taktowania portu szeregowego. Wtedy licznik T1 może być użyty do innych celów, natomiast T2 ze względu na swoją 16-bitową „naturę" pozwala na generowanie bardzo niskich częstotliwości taktowania portu, a dlaczego, o szczegółach powiem za chwilę.

Główny rejestrem sterującym trybami oraz pracą licznika T2 jest rejestr T2CON (SFR adres 0C8h). Z pewnością pamiętasz drogi Czytelniku, że w przypadku liczników T0 i T1 był to rejestr TMOD (oraz częściowo TCON), natomiast w przypadku układu czasowo-licznikowego T2 wszystkimi funkcjami licznika T2 steruje tylko jeden rejestr T2CON.

bity:	CFh	CEh	CDh	CCh	CBh	CAh	C9h	C8h	
T2CON	**TF2**	**EXF2**	**RCLK**	**TCLK**	**EXEN2**	**TR2**	**C/T2**	**CP/RL2**	**C8h**
	7	6	5	4	3	2	1	0	

Rejestr jest adresowany bitowo (w odróżnieniu od TMOD w przypadku T0 i T1), co znacznie ułatwia operacje modyfikacji poszczególnych jego bitów. Oto ich znaczenie:

TF2 (bit T2CON.7, adres: CFh) – bit ustawiany w momencie przepełnienia licznika T2, jest znacznikiem zgłoszenia przerwania przez T2

EXF2 (bit T2CON.6, adres CEh) – bit ustawiany w momencie wykrycia opadającego zbocza na wejściu T2EX (pin 2 procesora), aktywny gdy bit EXEN2 = 1, jest sygnałem zgłoszenia przerwania

RCLK (bit T2CON.5, adres CDh) – ustawienie tego bitu powoduje przyłączenie licznika T2 jako taktującego (przepełnieniem) odbiornika portu szeregowego procesora

TCLK (bit T2CON.4, adres CCh) – ustawienie tego bitu powoduje przyłączenie licznika T2 jako taktującego (przepełnieniem) nadajnika portu szeregowego procesora

EXEN2 (bit T2CON.3, adres CBh) – bit uaktywniający wejście T2EX (pin 2 procesora), ustawienie – uaktywnienie, wyzerowanie – dezaktywacja

TR2 (bit T2CON.2, adres CAh) – bit sterujący zliczaniem licznika T2, ustawienie (TR2=1) powoduje pracę licznika, wyzerowanie (TR2=0) zatrzymanie zliczania

C/T2 (bit T2CON.1, adres C9h) – bit określający funkcję pracy T2, i tak :
- ustawienie (C/T2=1) przełącza T2 w tryb zliczania impulsów zewnętrznych
- wyzerowanie (C/T2=0) włącza funkcję czasomierza (zliczanie impulsów wewnętrznych Fxtal/12)

CP/RL2 (bit T2CON.0, adres C8h) – bit określający tryb pracy licznika, i tak:
- ustawienie (CP/RL2=1) powoduje aktywację trybu z zatrzaskiwaniem zawartości licznika (rejestrów T2 – TH2.TL2 w rejestrach RLD – RLDH.RLDL)
- wyzerowanie (CP/RL2=0) powoduje prace z automatycznym wpisywaniem wartości początkowej (z rejestrów RLD do rejestrów T2)

W zależności od kombinacji niektórych bitów z rejestru T2CON możliwe są różne stany pracy układu czasowo-licznikowego T2, oto kilka wskazówek:

1) W przypadku gdy ustawimy bit CP/RL2, licznik T2 będzie zliczał modulo 2^{16}, po każdym przepełnieniu będzie ustawiany znacznik zgłoszenia przerwania TF2.
   Jeżeli ustawimy dodatkowo bit EXEN2, co spowoduje aktywację wejścia T2EX procesora (P1.1), to możemy zatrzasnąć podając na to wejście opadające zbocze, zawartość licznika T2 w rejestrach RLD (RLDH.RLDL).
2) Jeżeli bit CP/RL2 jest wyzerowany, licznik T2 będzie pracował w trybie z automatycznym wpisywaniem wartości początkowej z rejestrów RLD w momencie przepełnienia. W tym miejscu nasuwa się podobieństwo pracy liczników T0 lub T1 w trybie 1, z tym, że przeładowanie licznika następuje w przypadku T2 automatycznie, co zwalnia nas od programowego wpisywania wartości początkowej do rejestrów TH2 i TL2. W momencie przepełnienia ustawiany jest znacznik TF2, co może być także sygnałem zgłoszenia przerwania. Dodatkowo przeładowanie zawartości rejestrów roboczych licznika (TH2.TL2) może nastąpić pod wpływem zewnętrznego zbocza opadającego, podanego na wejście T2EX, trzeba tylko dodatkowo ustawić bit EXEN2 (EXEN2=1). Takie wymuszenie powoduje także ustawienie znacznika EXF2. Dzięki temu możliwe jest zsynchronizowanie pracy wewnętrznego układu licznikowego T2 z zewnętrznym sygnałem zegarowym (dołączonym do wejścia T2EX).
3) W każdym trybie pracy ustawienie znacznika TF2 może być sygnałem zgłoszenia przerwania. W tym przypadku ustawiane znaczniki w słowie T2CON nie są automatycznie zerowane po przyjęciu przerwania, toteż należy o tym pamiętać w procedurze obsługi przerwania. Z drugiej strony niezerowanie znaczników umożliwia programiście ich analizę w procedurze obsługi przerwania, a dopiero po tym ich wyzerowanie.
4) Jak wspomniałem wcześniej, licznik T2 może taktować port szeregowy. W tym celu należy ustawić bity TCLK i RCLK. Taktowany w ten sposób port szeregowy będzie mógł pracować w trybie 1 (znaki 8-bitowe, prędkość określana programowo) oraz w trybie 3 (znaki 9-bitowe, prędkość określana programowo). Fizycznie w trybie taktowania portu licznika T2 pracuje zliczając impulsy z automatycznym ładowaniem wartości początkowej z rejestrów RLD (RLDH.RLDL). Zliczane mogą być impulsy wewnętrzne (czasomierz) o częstotliwości Fxtal/2, lub impulsy zewnętrzne z wejścia T2 (P1.0). Po podzieleniu impulsów taktujących (Fxtal/2 lub zewnętrznych z wejścia T2) dodatkowo przez 16 traktują one odbiornik (RCLK=1) lub nadajnik (TCLK=1) portu szeregowego. W tym trybie pracy licznika, jego przepełnienie nie ustawia znacznika jego przepełnienia TF2. Dzięki temu w przypadku gdy ustawimy bit EXEN2 (w słowie T2CON), to pod wpływem opadającego zbocza sygnału na wejściu T2EX (końcówka P1.1 procesora) ustawiony zostaje znacznik EXF2, co może być sygnałem zgłoszenia przerwania. Jak widać możliwe jest zatem wykorzystanie wejścia T2EX jako dodatkowego (obok INT0 i INT1) wejścia przerywającego procesora.

W przypadku taktowania portu szeregowego (T2 taktowany sygnałem wewnętrznym Fxtal / 2) prędkość transmisji (n) można określić wzorem:

$$n = \frac{Fxtal}{(65536 - RLD) \times 2 \times 16}$$

stąd łatwo po przekształceniu wzoru wyznaczyć wartość początkową rejestrów RLD przy zadanej prędkości transmisji:

$$RLD = 65536 - \frac{Fxtal}{2 \times 16 \times n} = 65536 - \frac{Fxtal}{32 \times n}$$

gdzie RLD to oczywiście wartość początkowa wpisana do rejestrów RLDH.RLDL. Poniżej podaję przykładowe prędkości transmisji dla rezonatora kwarcowego 11,0592 MHz.

Fxtal (MHz)	*RLD*	*n (bodów)*
11,0592	FFFFh	345600
11,0592	FFFDh	**115200**
11,0592	FFFCh	86400
11,0592	FFFAh	**57600**
11,0592	FFF7h	**38400**
11,0592	FFF4h	28800
11,0592	FFEEh	**19200**
11,0592	FFDCh	**9600**
11,0592	FFB8h	**4800**
11,0592	FF70h	**2400**
11,0592	FEE0h	**1200**
11,0592	FDC0h	600
11,0592	FB80h	300
11,0592	F700h	150
11,0592	EE00h	75

Jak widać, zakres możliwych do uzyskania prędkości transmisji jest o wiele szerszy, niż w przypadku taktowania portu licznikiem T1. Najmniejsza szybkość w przypadku rezonatora kwarcowego jak w tabeli czyli 11,0592 MHz przy użyciu licznika T2, to 5 bitów na sekundę, a więc prawdziwy żółw! Sprawdźmy:
n_{min}=11059200/(32×(65536–0))=11059200/(32×65536)=**5** (bitów/sek.)

Wtedy oczywiście wartością początkowa będzie zero (RLDH.RLDL=0). W tabeli pogrubioną czcionką zaznaczono typowe, spotykane w komputerach PC wartości transmisji szeregowej, realizowanej poprzez port RS232c.

A oto przykład programowania rejestru sterującego T2CON oraz roboczych i dodatkowych w celu uzyskania kilku trybów i funkcji pracy licznika T2.

Załóżymy, że nasz licznik T2 będzie pracował jako czasomierz z automatycznym ładowaniem wartości początkowej z RLD po przepełnieniu.

Załóżymy, że przepełnienie ma następować dokładnie co 1ms, a do procesora dołączony jest rezonator kwarcowy o częstotliwości 6 MHz. Obliczenia:
- przy fxtal= 6 MHz licznik pracując jako czasomierz będzie inkrementowany co 2µs

– w czasie 1 ms (milisekundy) zawiera się 1000 µs (mikrosekund), czyli 500 okresów zegara procesora
– wobec tego wartość początkowa licznika można obliczyć jako:
wart.początkowa = wartość maksymalna – 500 = 65536 – 500 = 65036 = FE0Ch (heksadecymalnie)
można więc zapisać komendy inicjujące licznik T2:

```
mov     T2CON, #0       ;czasomierz z automat.
                        ;ładowaniem wart. początkowej z RLD
mov     RLDH, #0FEh
mov     RLDL, #0Ch      ;załadowanie wartości FE0Ch
                        ;(początkowej)
mov     TH2, RLDH
mov     TL2, RLDL       ;aby prawidłowo zainicjować
                        ;pierwsze przepełnienie
setb    TR2             ;start licznika T2
.......
.......                 ;dalsze instrukcje
```

Analizując linie poleceń warto szczególną uwagę zwrócić na pierwszą komendę, która ustawia bity w słowie T2CON. Zauważmy, że wszystkie bity tego słowa zostały ustawione na zero, co zgadza się z opisem rejestru T2CON, który omówiłem przed chwilą.

Jeżeli ktoś teraz zechce dopisać procedurę obsługi przerwania, może to zrobić analogicznie jak w przypadku opisanej wcześnie procedury obsługi przerwania od przepełnienia licznika T0 (T1), pamiętając jednak o adresie wektora przerwania, który w tym przypadku wynosi:

002Bh

a w przypadku naszego komputerka edukacyjnego (AVT-2250) procedura powinna zaczynać się od adresu

802Bh

zgodnie z zasadami pisania takich podprogramów, które omówiłem w poprzednim numerze EdW.

Program na nasz komputerek mógłby więc zaczynać się następująco:

```
        org     8000h
        ljmp    START
        org     802Bh
intT2:  .........
        .........
        .........
        pop     DPL
        pop     DPH
        pop     Acc
        reti
;*******************************************************
START:
        mov     T2CON, #0       ;czasomierz z automat.
                                ;ładowaniem wart.
                                początkowej z RLD
        mov     RLDH, #0FEh
        mov     RLDL, #0Ch      ;załadowanie wartości FE0Ch
                                ;(początkowej)
        mov     TH2, RLDH
        mov     TL2, RLDL       ;aby prawidłowo zainicjować
                                ;pierwsze przepełnienie
        setb    TR2             ;start licznika T2
        .......
        .......                 ;dalsze instrukcje
        .......

        END
```

Nie należy jednak zapominać że w licznik T2 wyposażony jest procesor 8052/C, toteż jeżeli masz w komputerku AVT-2250 procesor 8051/C51, to musisz go po prostu wymienić na właściwa kostkę. W sklepie nie powinna ona kosztować więcej jak 5zł.

Specjalne tryby pracy

W tej części artykułu omówię tryby pracy procesora, dzięki którym możliwe jest realizowanie ciekawych rozwiązań układowych, np. urządzeń zasilanych z baterii – czyli takich, w których kwestia poboru energii jest elementem krytycznym.

W obszarze rejestrów SFR procesora (przypominam – jest to wewnętrzna pamięć danych RAM adresowana bezpośrednio, o adresach 80h...FFh) znajduje się jeszcze jeden ciekawy rejestr specjalnego przeznaczenia. Jego funkcją jest kontrola specjalnych trybów pracy procesora, a mianowicie:
– trybu tzw. „jałowego",
– trybu tzw. „uśpienia".

Z grubsza rzecz ujmując tryby te różnią się od siebie stopniem poboru mocy przez procesor, oraz funkcji, jakie pozostają aktywne w tych trybach pracy w odróżnieniu od normalnego trybu pracy procesora.

Przejdźmy zatem do omówienia rejestru PCON, bo o nim jest mowa. Poniżej przedstawione jest znaczenie poszczególnych bitów tego rejestru. Warto przy tym zauważyć, że rejestr nie może być adresowany bitowo, toteż nie da się sterować jego poszczególnymi bitami poprzez instrukcje typu:
SETB bit
lub
CLR bit

nazwa:									adres:
PCON	**SMOD**	**–**	**–**	**–**	**GF1**	**GF0**	**PD**	**IDL**	**87h**

Rejestr PCON jest umieszczony pod adresem 87h w obszarze SFR procesora. Zawiera 5 istotnych dla użytkownika bitów.

SMOD (bit .7) – bit podwojenia szybkości transmisji poprzez port szeregowy w trybach 1,2 lub 3 pracy. Ustawienie tego bitu (SMOD=1) powoduje dwukrotne zwiększenie częstotliwości taktowania portu szeregowego poprzez licznik T1, kiedy ten pracuje w trybie taktowania tego portu. W odcinku, w którym omawiałem port szeregowy, w zamieszczonej tam tabeli podałem przykłady wartości początkowych dla standardowych prędkości transmisji asynchronicznej. Wszystkie odnosiły się właśnie do podwojonego trybu prędkości transmisji, kiedy bit ten jest ustawiony. Jeżeli nie chcemy pracować w trybie podwojonej prędkości, bit ten powinien być wyzerowany (PCON=0).

Ustawienie bitu SMOD w rejestrze PCON można wykonać za pomocą instrukcji, np.:
ORL PCON, #80h
wyzerowanie zaś za pomocą instrukcji:
ANL PCON, #7Fh

– (bity: 6...4) – nie wykorzystane

GF1 (bit .3) – bit programowy do dowolnego wykorzystania przez programistę
GF0 (bit .2) – bit programowy do dowolnego wykorzystania przez programistę
PD (bit .1) – bit włączający tryb obniżonego poboru mocy – „uśpienia". Ustawienie tego bitu powoduje wprowadzenie procesora w tryb uśpienia, kiedy to pobór prądu spada o około 500 razy, a napięcie zasilające Vcc może być obniżone do 2,0V. Wykonanie instrukcji ustawiającej ten bit jest ostatnim poleceniem wykonanym przez procesor w programie.
IDL (bit .0) – bit włączający tryb „jałowy" procesora.

Poniżej nieco dokładniej omówię oba tryby pracy.

Tryb jałowy

Instrukcja, która ustawia bit PCON.0 powoduje wprowadzenie procesora w ten tryb. Jest ona ostatnią wykonywaną przez procesor instrukcją. Wewnętrzny sygnał zegarowy zostaje odłączony od jednostki centralnej (CPU), ale układ przerwań, port szeregowy i licznikowy pracują dalej, jeżeli wcześniej były odpowiednio skonfigurowane i ustawione. Stan całego procesora, a więc stan:
– rejestrów specjalnych SFR,
– pamięci wewnętrznej RAM użytkownika
– pinów portów P0...P3
pozostaje bez zmian i jest taki sam jak był tuż przed wejściem procesora w tryb jałowy.

Końcówki ALE i /PSEN procesora ustawiają się w stan wysoki.

Istnieją dwa sposoby na wyjście z tego stanu:

1) Nadejście dowolnego przerwania – oczywiście jeżeli było ono wcześniej uaktywnione w rejestrze IE. Pojawienie się przerwania zeruje automatycznie (bez udziału programu użytkownika) flagę PCON.0 – i procesor powraca do normalnej pracy, z tym, że następną instrukcją po wyjściu ze stanu jałowego pod wpływem przerwania będzie pierwsza znajdująca się w procedurze obsługi danego przerwania, aż do instrukcji RETI, kiedy to procesor automatycznie powraca do instrukcji następnej po tej, która wprowadziła procesor w stan jałowy, czyli tej, która ustawiła bit IDL w rejestrze PCON.
2) Drugim sposobem na wyjście z tego stanu jest zerowanie procesora. Ze względu na fakt, że podczas trybu „jałowego" procesora pracuje nadal zegar systemowy, do prawidłowego zresetowania potrzebny jest impuls zerujący o długości co najmniej 24 okresów oscylatora.

Tryb uśpienia – obniżonego poboru mocy

W tym trybie, obecnie stosowanym przez producentów tylko w kostkach typu CMOS, czyli np. 80C51 lub 80C, cały mikrokontroler pobiera znacznie mniej energii, oraz dodatkowo napięcie zasilające układ może zostać zmniejszone od standardowych 5V do 2,0V. Instrukcja ustawiająca bit PD (PCON.1) jest ostatnią wykonywaną przez procesor. W trybie tym oscylator procesor

zostaje wyłączony (po prostu staje). Zostają odłączone wszystkie układy funkcjonalne procesora, takie jak układy licznikowe, port szeregowy, układ przerwań. Pozostaje jedynie niezmieniona zawartość wewnętrznej pamięci RAM, w tym pamięci użytkownika oraz rejestrów specjalnych SFR. Piny portów pozostają zgodne ze stanami odpowiadających im bitów w rejestrach P0...P3 w obszarze SFR. Końcówki ALE i PSEN znajdują się w stanie niskim. W tym trybie pracy procesora, a raczej nie trybie pracy, co uśpienia, procesor pobiera około 500 razy mniej prądu niż w stanie normalnej pracy. Dla przykładu podam, że dla kostki 80C51 (czyli w wersji CMOS) :

– w trybie pracy normalnej pobór prądu wynosi ok. 20mA (przy fxtal=12MHz)
– w trybie „jałowym" pobór prądu spada do około 3,0 mA (przy fxtal=12MHz)
– w trybie uśpienia pobór prądu przez układ wynosi ok. 50µA (mikroamper!), przy obniżeniu zasilania do 2,0V.

Jedyną metodą na opuszczenie trybu uśpienia i powrót do normalnej pracy jest wyzerowanie mikroprocesora poprzez podanie impulsu resetującego na wejście RST (pin 9) o czasie trwania ok. 10ms.

Reset procesora

Popularne zresetowanie odbywa się poprzez podanie impulsu dodatniego na wejście RST kostki (pin 9) zgodnie z zasadami, które omówiłem przed chwilą. Najprostsze i bardziej rozbudowane układy resetowania mikrokontrolerów serii MCS-51 podałem w jednym z pierwszych odcinków klasy mikroprocesorowej.

W wyniku zresetowania rejestru układy specjalne procesora (SFR) zostają automatycznie zainicjowane wartościami, jak podaję w tabeli poniżej:

Rejestr	*Wartość po „RESET"*	*Uwagi*
PC	0000h	licznik rozkazów
ACC	00h	akumulator
B	00h	rejestr B
PSW	00h	słowo stanu programu
SP	07h	wskaźnik stosu
DPTR	0000h	wskaźnik danych
P0...P3	FFh	porty
IP	xxx00000b	rejestr priorytetu przerwań
IE	0xx00000b	rejestr masek przerwań
TMOD	00h	rej. liczników T0 i T1
TCON	00h	rej. ster. liczników i przerwań
TH0	00h	
TL0	00h	
TH1	00h	
TL1	00h	
SCON	00h	rejestr portu szeregowego
SBUF	zmienny	bufor portu szeregowego
PCON (MOS)	0xxxxxxx	dla układów NMOS (8051/2)
PCON (CMOS)	0xxx0000b	dla ukł. CMOS (80C51/52)

Uwaga: litera „x" oznacza, że dany bit przyjmuje wartość przypadkową lub nie jest implementowany w danym rejestrze. Wartość po „RESECIE" przedstawiono w formacie szesnastkowym lub binarnym (z „b" na końcu) celem ułatwienia analizy i porównania z opisem rejestrów SFR na wkładce z numeru Edw 11/97.

Programując mikrokontrolery 8051/52, trzeba pamiętać o tym fakcie, toteż szczególnie w przypadku wykorzystania specjalnych trybów pracy należy mieć na względzie fakt, że rejestry specjalne zostają utracone po resecie procesora, a więc konieczne jest ich odtworzenie, oczywiście tylko w razie takiej konieczności.

Jeżeli ktoś interesuje się szczegółami, dotyczącymi architektury wewnętrznej mikrokontrolera 80C51 lub podobnych, które nie za często są wykorzystywane w projektach, przynajmniej przez początkujących programistów, może sięgnąć do literatury [1] i [2]. Obie pozycje wymagają jednak znajomości podstaw terminologii technicznej jęz. angielskiego. Chętnych zapraszam do lektury, pozostałym proponuję poczekać na kolejny odcinek naszego cyklu.

Sławomir Surowiński

Literatura:
[1] 80C51-based 8-bit Microcontrollers, Data Handbook, Philips 1995
[2] Microcontroller Data Book, Atmel 1995,6,7

Lekcja 9

Na początku lekcji zajmijmy się rozwiązaniem zadań z poprzedniego numeru EdW i odcinka klasy mikroprocesorowej.

Rozwiązanie zadania nr 1

Oto krótka analiza głównej części listingu od etykiety START.

W linii (72) profilaktycznie zatrzymujemy licznik T1. W dwóch kolejnych liniach ustawiamy tryb pracy licznika T1, jako czasomierza zliczającego wewnętrzne impulsy zegarowe (tryb pracy 0). W linii (75) wpisujemy obliczoną wartość początkową, przy której licznik będzie przepełniany okładnie co 1/128 sekundy.

W linii (76) wyzerowany zostaje licznik zliczający 1/128 części sekundy, a w kolejnej linii (77) załadowany zostaje do zmiennej systemowej komputerka starszy bajt 16-bitowego adresu tabeli wektorów przerwań w zewnętrznej pamięci programu.

Należy jeszcze w linii (78) odblokować przerwanie od licznika T1 (przepełnienie licznika) oraz ustawić priorytet na to przerwanie (linia 79) inaczej bowiem odmierzanie czasu może być zakłócone pracującym przecież stale licznikiem T0 i wywoływaną przez jego przepełnienia procedurą obsługi przerwania, która zajmuje się obsługą wyświetlacza i klawiatury komputerka edukacyjnego AVT-2250.

Po zainicjowaniu układu licznikowego T1 oraz przerwania od tego licznika, w linii 81 profilaktycznie czyścimy wyświetlacz, aby potem w liniach (82)...(85) pobrać z klawiatury godzinę początkową i w linii 86 zapamiętać ją w komórce GODZ. Podobnie dzieje się dla minut – linie (88)...(91) i sekund – linie (94)...(98).

Po wprowadzeniu (ustawieniu czasu) zapalone zostają poziome kreski oddzielające godziny od minut (linia 100) i minuty od sekund (linia 101), a następnie po koniecznym ze względu na drgania styków klawiatury opóźnieniu (ok. 0,5 s.) – linie (102),(103), komputerek oczekuje na naciśnięcie klawisza przez użytkownika celem uruchomienia zegara. Uruchomienie następuje w kolejnej linii (105), a dalej znajduje się część programu, której zadaniem jest wyświetlanie upływającego czasu na wyświetlaczu – od etykiety „pokaz:" w linii (107).

Dzięki badaniu bitu nr 6 w zmiennej „licz128", który przecież zmienia swój stan co 0,5 sekundy (linia 109), możliwe jest naprzemienne gaszenie kresek (linie 110,111) oraz ich zapalanie – linie (113) i (114).

Dalej od etykiety „czas:" rozpoczyna się wypisanie czasu, czyli wyświetlane są godziny – linie (116...118), minuty – linie (119...121) oraz sekundy – linie (122...124).

W linii (125) następuje skok do początku, gdzie następuje kolejne uaktualnienie wyświetlanego czasu.

Rozwiązanie zadania nr 2

Aby wyświetlić aktualny czas w trybie jak pokazano w zadaniu, czyli:

1 2 – 3 4 .5 8

wystarczy zmodyfikować podane linie na postać jak poniżej:

```
linia  adres  kod              instrukcja
-------------------------------------------------
101   8099   757D80      mov     DL6,#_kropka
111   80AE   757D80      mov     DL6,#_kropka
114   80B6   757D80      mov     DL6,#_kropka
```

lub w zależności od swoich upodobań posłużyć się zmienną systemową: "blinks", której każdy z bitów określa atrybut wyświetlanego znaku, czy ma migać, czy być normalnie wyświetlanym.

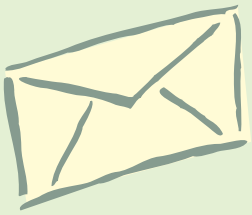
Ponieważ nie dotarły do mnie jeszcze listy z rozwiązaniami zadania nr 3, pozwolę sobie zamieścić najciekawsze propozycje w kąciku pocztowym 8051 w kolejnym numerze EdW.

Uwaga!

W poprzedniej lekcji nr 8 do listingu wkradły się drobne błędy, a mianowicie, komentarze w liniach o podanych numerach powinny wyglądać następująco:

```
(74)    .....    ;T1 jako 8-bitowy z preskalerem 5-bitowym
(76)    .....    ;wyzerowanie licznika 1/128 s.
```

Sławomir Surowiński



Kącik pocztowy 8051

Zasypany wieloma listami, dotyczącymi cyklu artykułów poświęconych programowaniu mikrokontrolerów 8051, postanowiłem uruchomić kącik pytań i odpowiedzi, które kierujecie do mnie w swoich listach.
Na wstępie chciałem bardzo podziękować za każdy list, zarówno te pochwalne jak i krytyczne. Przyznam że, cieszy mnie bardzo fakt, iż tak wielu z Was zdecydowało się sięgnąć po „mikroprocesory", a co najważniejsze odnosi już małe, ale jak ważne w nauce sukcesy.

Dziś kolejna porcja listów od Czytelników i odpowiedzi na niektóre pytania.

List 1

Zenon Rakoczy z Chropaczowa ma wątpliwości co do instrukcji
MOV adres1, adres2
a ponieważ, jak pisze, jest „ręczniakiem" problem pojawił się w transkrypcji na języka maszynowy bez korzystania z komputera i asemblera 8051.

Jak pisałem wcześniej w artykułach instrukcje typu
MOV X, Y
kopiują zawartość po stronie Y do literału X, czyli następuje przeniesienie typu
X <— Y
i wszystko się zgadza. Zenon ma wątpliwości, jak należy przetłumaczyć np. instrukcję:
MOV DPH, B

Jak wynika z wcześniejszych analiz instrukcji tego typu, najpierw należy zapisać bajt określający instrukcję MOV tego typu, czyli zgodnie z tabelą we wkładce będzie to:
85 – kod instrukcji „MOV adres1, adres2"
83 – adres rejestru DPH
F0 – adres rejestru B, czyli
instrukcję tę można zapisać jako ciąg bajtów: 85 83 F0.

Niestety, jak podawałem wcześniej, podczas opisu instrukcji procesora ten typ instrukcji jest wyjątkiem i kolejność rejestrów po przetłumaczeniu będzie odwrotna, czyli: **85 F0 83**.

Oczywiście nie zmienia to działania tej instrukcji, po prostu tak tłumaczy się ją na język maszynowy.

Przy okazji podczas omawiania tej instrukcji w EdW w opisie wkradł się błąd, było zatem:
MOV adres1, adres2
– przepisanie zawartości komórki o adresie **„adres1"** do komórki o adresie **„adres2"**
a powinno być:
MOV adres1, adres2
– przepisanie zawartości komórki o adresie **„adres2"** do komórki o adresie **„adres1"**
dalsza część opisu jest bez błędu, czyli:
(adres1) <- (adres2)
- kod: 1 0 0 0 0 1 0 1
- cykle: 2 bajty: 3 (kod instrukcji + adres2 + adres1)
- przykład:

```
MOV     7Fh, 7Eh  ;przepisanie zawartości dwóch
                  ;sąsiadujących komórek w
                  ;wew. RAM procesora
```

List 2

Marcin Jurzak nadesłał wiadomość przez Internet, że ma kłopoty z przesyłaniem programów z komputera do komputerka. Za każdym razem, kiedy transmisja zaczyna się na wyświetlaczu kompterka edukacyjnego, pojawia się napis **„Err"** – czyli komunikat błędu.

Jeżeli taki komunikat pojawia się oznacza to, że kabel wykonał poprawnie, i dane przesyłane są z PC-ta do komputerka AVT-2250, z tym, że nie są zrozumiałe dla BIOS-a, stąd komunikat o błędzie. Powodów takiego stanu rzeczy może być kilka:

a) nie ustawione parametry portu szeregowego w PC-cie – powinien wydać komendę ustawiającą je, jak opisywałem przy okazji opisu Bios-a komputerka, a mianowicie z poziomu DOS-a wywołać komendę:
MODE COM2: 4800, n, 8, 1 {Enter}

Jeżeli korzysta z Windows 95, należy parametry portu ustawić w Panelu sterowania w opcji System – Menedżer Urządzeń, ustawiają parametry:
Bitów na sekundę : 4800
Bity danych: 8
Parzystość: brak
Bity stopu: 1
Sterowanie przepływem: Brak

oraz dodatkowo w opcji „Zaawansowane..." koniecznie wyłączyć (odhaczyć) opcję buforowania poprzez FIFO.

b) inną przyczyną może być fakt, że próbuje wysyłać zbiory binarne, a nasz komputerek akceptuje tylko zbiory w formacie Intel-HEX, radzę sprawdzić.

Czytelnik ma także wątpliwości co do rysunku kabla połączeniowego PC z komputerkiem AVT-2250 w wersji 9 na 25 pinów. Informuję, że rysunek jest prawidłowy, a skrzyżowanie 2 z 3 występuje tylko w kablu „9 na 9". We wtyku DB25 znaczenie końcówek 2 i 3 jest dokładnie odwrotne niż na końcówce DB9, stad brak krzyżowych połączeń.

List 3

Łyżka miodu od Czytelników: Wiesław Kusek z Mielca pisze:
"...Otrzymałem niedawno obiecany bezpłatnie zestaw AVT-2250. Od razu chcę bardzo podziękować za ten zestaw. I w związku z tym mam kilka uwag i spostrzeżeń, oraz co nie udało mi się uniknąć – pytań. ... Kit AVT-2250 – bardzo dobra ocena. Rzecz droga, ale wiadomo pewnych rzeczy nie da się przeskoczyć. Układ przemyślany i dopracowany do końca, co świadczy o dużej fachowości autora opracowania i co dla mnie – początkującego w tym temacie najważniejsze – w dość jasny i czytelny sposób opisany. Chociaż kilku zdań nie rozumiem. Brawo za wysoką jakość płytek drukowanych. Układ został przeze mnie zmontowany i po włączeniu zasilania ruszył bez żadnego problemu."

Adam Szendzielorz z Wodzisławia Śląskiego napisał do nas:
„.. Niedawno otrzymałem od Was w/w układ „mikrokomputerka edukacyjnego.... Po odebraniu go na poczcie, czym prędzej wziąłem się do montowania go. W jakieś 3 godziny układ stał na stole gotowy – trzeba było tylko jeszcze sprawdzić czy działa... Po podłączeniu zasilania na wyświetlaczach ukazał się napis „-HELLO" !!! Sam nie mogłem uwierzyć – po raz pierwszy w mojej karierze już po pierwszym uruchomieniu (w sumie dość skomplikowanego układu) działał on poprawnie!!! – to chyba dzięki bardzo starannie wykonanych płytek drukowanych i sprawnych elementów, choć moja staranność przy jego wykonywaniu też na pewno temu sprzyjała. ("Ależ oczywiście! – przyp. red.) Po pierwszych emocjach zacząłem przerabiać wszystkie lekcje EdW dotyczące procesorów – nie jest to łatwe, ale myślę, że w drodze praktyki będzie to prostsze i lepiej to zrozumiem.
Ponieważ posiadam komputer PC, wykonałem kabel łączący go z układem. I tu mała uwaga i jednocześnie prośba... Ręczne wklepywanie to chyba strata czasu (który można by wykorzystać do innych celów), pisanie na komputerze to już coś – można to zapisać, ponownie odtworzyć i przesłać do komputerka, łatwiej coś zmienić, a przede wszystkim wykonuje się to „duuuużo" szybciej."

Takich listów otrzymuję bardzo duże. Cieszymy się z tego, że większość z Was nie ma problemów z uruchamianiem układu komputerka edukacyjnego AVT-2250. Jednak do redakcyjnego serwisu trafiają czasem z reklamacją zestawy nie działające. Powodem takiego stanu rzeczy i często zażenowania nabywcy jest niestaranny, często budzący zgrozę sposób montażu. Apeluję więc, nie starajcie się lutować elementów „byle czym" i mierzcie swoje siły na zamiary, a każdy układ elektroniczny odpali bez problemów. Jeżeli nie czujecie się na siłach w samodzielnym zmontowaniu, proponuje zamówienie w AVT zmontowanego komputerka – kit AVT-2250/C.

P.S. Adamie z Wodzisławia, brakującą dyskietkę AVT-2250/D otrzyma jak tylko pojawią się one w magazynie AVT. W razie kłopotów proszę o kontakt z Działem Handlowym AVT i potwierdzenie swego zamówienia.

List 4

Tomasz Jabłonowski z Moniek pisze:

– że, po pierwsze, nie może znaleźć „we wkładce" (zapewne EdW) np. *CLS, A2HEX* itp.
– po drugie, „inne" kompilatory nie rozumieją argumentów niektórych publikowanych w cyklu komend, np.
DL1,#_minus

Szanowny kolego, wyrażenia typu CLS, A2HEX, DPTR4HEX, to nie są komendy procesora 8051, ale zaproponowane przez autora cyklu szkoły mikroprocesorowej nazwy procedur (podprogramów) umieszczonych w pamięci EPROM komputerka. Pisałem o tym wiele razy. Pod nazwami tymi kryją się konkretne adresy, proszę zajrzeć do zbiorów BIOS.INC, które znajdują się na dyskietce AVT-2250/D.

To samo dotyczy niektórych zdefiniowanych konkretnie dla naszego komputerka edukacyjnego stałych i zmiennych, a więc:

DL1 – pod tą nazwą kryje się adres komórki w wewn. RAM procesora, która przechowuje znak do wyświetlenia na pozycji nr 1 (pierwszy wyświetlacz).

_minus – pod tą nazwą kryje się stała (liczba), która określa kolejność zapalonych segmentów wyświetlacza podczas wyświetlania znaku „-".

Toteż jeżeli zechcesz używać innego kompilatora, powinieneś zadeklarować na początku programu przed instrukcjami następujące przypisania:

```
DL1      equ   78h
_minus   equ   01000000b
```

To samo dotyczy wszelkich innych nazw, którymi operujemy w naszych artykułach, a które można znaleźć w zbiorach CONST.INC i BIOS.INC na dyskietce do systemu AVT-2250.

List 5

Bardzo ciekawy list od Czytelnika z Katowic **Marek Joniec** pyta mianowicie:

1) „... dlaczego wszelkie napisy adresów i danych dokonuję w kodzie heksadecymalnym, skoro procesor i układy zewnętrzne operują danymi binarnymi, w którym momencie i gdzie np. dana „D9h" jest transkodowana na liczbę dwójkową „11011001".
2) Czy jeżeli system działa tylko z zewnętrzną pamięcią RAM, która w naszym przypadku posiada przestrzeń adresową 8000h...FFFFh, to gdzie mam w niej szukać obszaru rejestrów specjalnych SFR? Czy obszar ten jest automatycznie gdzieś umiejscowiony, czy też odpowiedzialny jest za to monitor systemowy?
3) Jeżeli w specyfikacji rejestrów podane jest, że rejestr PSW posiada adres D0h, to gdzie się on znajduje w moim RAM-ie ?
4) Dlaczego chcąc wpisać jakąś liczbę na dany wyświetlacz odwołuję się do adresów 78h...7Fh (przecież są to adresy pamięci programu EPROM, a nie pamięci RAM).
5) Większość rozkazów asemblerowych wymaga podania adresu bezpośredniego „xx", co to znaczy i jak mam adresować obszar 8000h..FFFFh za pomocą dwóch pozycji?
6) W jaki sposób mam wprowadzać dane z klawiatury do pamięci nie używając gotowego polecenia GETACC zawartego w monitorze?
7) Na czym polega w praktyce adresowanie bitowe rejestrów specjalnych ?

Oto odpowiedzi

Ad.1 Zapisywanie wszelkich wartości liczbowych oraz kodu maszynowego procesora w zapisie szesnastkowym (heksadecymalnym) jest najbardziej naturalnym i czytelnym, jak się wkrótce przekonasz, sposobem. Szesnastkowy zapis, szczególnie w ujęciu techniki cyfrowej, mikroelektroniki, mikrokontrolerów i wreszcie komputerów jest tym, czym język narodowy danego kraju.

Prawdą jest, że układy komputerowe przetwarzają wszystko w kodzie binarnym, ale nam ludziom trudno byłoby „czytać" i analizować kod programu w takiej postaci, aczkolwiek jeszcze przed kilkudziesięcioma laty taki sposób programowania był jedynym – lecz były to lata 50. i początki techniki komputerowej.

Prosty przykład, łatwiej odnaleźć (wzrokowo) i rozróżnić dwie liczby, np.:
1234h i ABCDh
niż te same zapisane w postaci binarnej, a więc:
0001001000110100b i 1010101111001101b

Jeżeli chodzi o drugą, dość oryginalną część pytania, to mogę mieć pewien problem z odpowiedzią, bowiem fakt zamiany, o której Czytelnik mówi, można by porównać z czymś tak oczywistym, a jednocześnie trudnym do opisania jak np. „słuchanie czyjejś mowy i wyciąganie z niej wniosków".

Aby jednak zaspokoić ciekawość Czytelnika można powiedzieć, że w przypadku mikrokontrolerów zamiana liczby z kodu szesnastkowego na binarny fizycznie odbywa się w momencie:

– w przypadku pobierania rozkazów z pamięci EPROM komputerka – w momencie programowania pamięci EPROM w urządzeniu zewnętrznym zwanym programatorem pamięci EPROM, który wczytuje zbiory np. Intel-HEX (takie jakie tworzy nasz kompilator) a następnie zapisuje dane o programie w pamięci EPROM korzystając z linii adresowych kostki pamięci oraz z linii (np. 8) danych D0...D7, których przecież jest 8 tak jak jest 8 bitów w jednym bajcie informacji.
– w przypadku przesyłania danych z komputera PC do komputerka – już w momencie transmitowania danych z komputera, który zamienia informację na szeregową, czyli ciąg bitów z odpowiednimi sygnałami sterującymi.

Zresztą najlepszą odpowiedzią na to pytanie może być fakt, że sam mikrokontroler 8051 i wszystkie pozostałe układy tego typu pobierają i wysyłają informację już w postaci binarnej poprzez swoje końcówki w obudowie, których może być więcej lub mniej. W przypadku 8051 i podobnych mu są to 4-8-bitowe porty P0...P3.

Tak więc informacja trafia do procesora – wychodzi z niego zawsze w postaci binanej, to tylko peryferyjne układy zewnętrzne transformują ją na postać bardziej czytelną dla użytkownika czy programisty i o to przecież chodzi, tak działa postęp.

Dlatego w komputerze PC używamy monitora czy klawiatury, które przecież też za pomocą dodatkowych urządzeń (takich jak karta graficzna) zamieniają informację bitowa na postać bardziej czytelną np. szesnastkową i wyświetlają ją na ekranie, czy zamieniają wciśnięty klawisz na sekwencję bitów odpowiadającą kodowi danego klawisza.

Ad.2 Jeszcze raz wyjaśniam.

a) Istnieją dwa rodzaje pamięci danych – **wewnętrzna i zewnętrzna**
b) **wewnętrzna zawarta jest fizycznie w strukturze procesora 8051** (w kostce).

Procesor ten zawiera dokładnie: 128 komórek (bajtów) pamięci użytkownika o adresach: 00h....7Fh oraz 128 komórek (nie wszystkie aktywne) o adresach 80h...FFh, pod którymi to znajdują się rejestry specjalne SFR procesora.

To wszystko zawarte jest w strukturze procesora, pamiętajmy!

Adresowanie tej pamięci RAM (wewnętrznej) odbywa się za pomocą wszystkich rozkazów procesora typu MOV oraz rozkazów wykonujących operacje arytmetyczne lub logiczne na komórkach tej pamięci, czyli : ANL, ORL, XRL, ADD, SUBB, INC, DEC, itd.

c) zewnętrzna pamięć RAM to pamięć, jak sama nazwa wskazuje, dołączana z zewnątrz w postaci kostek SRAM o rozmiarze maksymalnie 64kB (65536 bajtów). Adresowanie tej pamięci odbywa się za pomocą tylko 2 rozkazów, a mianowicie:

MOVX A, @DPTR – odczyt danej z komórki w **zewnętrznej** pamięci danych o adresie zawartym w DPTR (czyli pokrywającym całe 64kB, 0...FFFFh) i umieszczenie jej w akumulatorze (Acc), czyli rejestrze w **wewnętrznej** RAM procesora o adresie bezpośrednim E0h.

MOVX @DPTR, A – zapis danej z komórki z akumulatora do **zewnętrznej** pamięci danych pod adres wskazany w rejestrze DPTR (uwagi jw.).

Ad.3 Po odpowiedzi na pyt. poprzednie odpowiedź na to pytanie jest oczywista – w PSW znajduje się w wewnętrznej pamięci RAM procesora (w kostce) pod adresem D0h.

Ad.4 To nieprawda, że adresy „odwołań do wyświetlacza" znajdują się w EPROM-ie. Pisząc program wykorzystujący procedury BIOS-a komputerka edukacyjnego AVT-2250 programista może dla ułatwienia skorzystać z usług prowadzonych przez monitor.

I tak, fizycznie monitor komputerka w procedurze obsługi przerwania (pojawiającej się okresowo dokładnie 512 razy na sekundę) pobiera cyklicznie zawartość kolejnych rejestrów DL1...DL8, czyli o adresach 78h...7Fh w **wewnętrznej RAM** procesora, a następnie przepisuje je do zatrzasku (74574) na płytce wyświetlacza, który to steruje układem ULN2803A – patrz schemat komputerka edukacyjnego. Sekwencję tę można zilustrować następująco:

```
MOV     A, DL1          ;załadowanie do akumulatora
                        ;zawartości rejestru DL1
MOV     DPTR, #4000h    ;załadowanie do DPTR adresu rejestru 74574
MOVX    @DPTR, A        ;wreszcie przesłanie zawartości akumulatora
                        ;do rejestru celem wyświetlenia
```

Ad.5 Po przeczytaniu odpowiedzi na pytanie 2, wiesz już, drogi Czytelniku, że nie da się zaadresować zewnętrznej pamięci RAM

(0000...FFFFh) za pomocą rozkazów z argumentami adresu jako „xx", a jedynie rozkazami typu MOVX.

Ad.6 Wprowadzanie danych do pamięci komputerka bez użycia procedury GETACC jest oczywiście wykonalne. Trzeba tylko napisać krótki programik, który będzie realizował tę funkcję, poniżej podaję kod źródłowy polecenia, który odpowiada temu zawartemu w BIOS-ie komputerka.

```
;*******************************************************
GETACC:
        push    B
        acall   GETDIGIT;pobiera Acc z klawiatury z poz w B
        swap    A
        push    Acc
        inc     B
        acall   GETDIGIT
        pop     B
        add     A,B
        pop     B
        ret

;*******************************************************
;Procedura pomocnicza pobierająca znak z klawiatury z wyświetleniem
GETDIGIT:                       ;pobiera cyfrę z pozycji w B
        push    DPH
        push    DPL
        push    B
        mov     A,#DL1
        add     A,B
        dec     A
        mov     R0,A            ;adres pozycji displeja
czek1:  acall   CONIN
        cjne    A,#klaw_OK,nieok
        sjmp    czek1
nieok:  clr     C
        subb    A,#30h
        mov     DPTR,#kodyk
        movc    A,@A+DPTR       ;pobranie wartości pobajtu
(0...15)
        mov     B,A
        mov     DPTR,#cyfry
        movc    A,@A+DPTR       ;pobranie znaku na displej
        mov     @R0,A           ;i wyświetlenie go
        mov     A,#nullkey
        acall   DELAY
        mov     A,B
        pop     B
        pop     DPL
        pop     DPH
        ret
```

Zapis danej w pamięci komputerka pod wskazanym adresem można zrealizować także za pomocą takiego prostego listingu:

```
;*******************************************************
EXRAM_ZAPIS:
    mov  DPTR,#adres        ;w miejsce „adres" podać adres
    mov  A, #dana           ;w miejsce „dana" wpisać daną
    movx@DPTR, A                    ;zapis do zewn. RAM
    ret
```

Problem tylko w tym, że aby zapisać np. 100 komórek pamięci, trzeba za każdym razem podawać inny adres i daną. I po to są takie procedury standardowe jak GETACC, CONIN, aby to robić bezboleśnie i bez potrzeby kompilowania programiku EXRAM_ZAPIS np. 100 razy.

Ad.7 Na koniec bardzo słuszne pytanie na temat mało poruszany w naszym cyklu a mianowicie **adresowania bitowego rejestrów**.

Adresowanie bitowe rejestrów polega na odczycie lub modyfikowaniu (zapisie) poszczególnych bitów niektórych rejestrów z obszaru **wewnętrznej pamięci danych** procesora.

Należy wiedzieć, że nie wszystkie z 256 rejestrów RAM procesora (128 użytkownika + 128 SFR) „dają się" w ten sposób zapisywać lub odczytywać.

Spośród rejestrów specjalnych SFR do takich, które można modyfikować bit po bicie należą :
– rejestr B
– akumulator Acc
– słowo stanu PSW
– rejestr sterujący licznika T2: T2CON
– rejestr priorytetu przerwań: IP
– rejestr maski przerwań: IE
– rejestr sterujący portem szeregowym: SCON
– rejestr sterujący licznikami T0, T1 oraz INT0 i INT1: TCON
– oczywiście rejestry portów I/O procesora: P0, P1, P2, P3

Każdy bit rejestru adresowalnego bitowo posiada swój adres, tak jak ponumerowane są rejestry w wewn. RAM procesora. W jaki sposób można więc rozróżnić adresowanie rejestrów od adresowania bitów. To proste, w liście instrukcji procesora 8051 istnieją po prostu instrukcje specjalne operujące na bitach, przedstawiłem je kilka numerów temu, kiedy to omawialiśmy instrukcje procesora – zapraszam do powtórki.

Oprócz niektórych rejestrów SFR, także część rejestrów z obszaru wewnętrznej pamięci użytkownika, tj. o adresach 00...7Fh także daje się adresować. Są to rejestry o adresach: 20h...2Fh. Rejestrów jest więc 16, czyli bitów do adresowania jest 16 x 8 = 128.

Rozkład adresów poszczególnych bitów tych rejestrów jest bardzo prosty, oto on:

adres bajtu	adresy bitów (HEX)							
2Fh	7F	7E	7D	7C	7B	7A	79	78
2Eh	77	76	75	74	73	72	71	70
2Dh	6F	6E	6D	6C	6B	6A	69	68
.... itd.								
21h	0F	0E	0D	0C	0B	0A	09	08
20h	07	06	05	04	03	02	01	00

.... itd. .....

Jeżeli chodzi o adresy bitów rejestrów SFR procesora 8051, to przedstawiam je poniżej.

adres rejestru	adresy bitów (HEX)								nazwa rejestru
F0h	F7	F6	F5	F4	F3	F2	F1	F0	**B**
E0h	E7	E6	E5	E4	E3	E2	E1	E0	**Acc**
D0h	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	**PSW**
C8H	CF	CE	CD	CC	CB	CA	C9	C8	**T2CON**
B8H	–	–	BD	BC	BB	BA	B9	B8	**IP**
B0h	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0	**P3**
A8h	AF	–	AD	AC	AB	AA	A9	A8	**IE**
A0h	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	**P2**
98H	9F	9E	9D	9C	9B	9A	99	98	**SCON**
90h	97	96	95	94	93	92	91	90	**P1**
88h	8F	8E	8D	8C	8B	8A	89	88	**TCON**
80H	87	86	85	84	83	82	81	80	**P0**

Jak widać z obu tabel, adres rejestrów użytkownika i SFR nie pokrywają się, co umożliwia jednoznaczne rozróżnienie ich podczas adresowania bitowego. I tak np. wydanie polecenia:

SETB 0AFh

spowoduje ustawienie bitu 7 (najstarszego) w rejestrze IE, czyli bitu o nazwie EA – odblokowującego przerwania.

Operacje tę można przeprowadzić także za pomocą modyfikacji całego rejestru, ale nie będzie to już adresowanie bitowe:

ANL IE, #7Fh

Inny przykład, wydanie polecenia:

MOV 0Eh, C

spowoduje w efekcie skopiowanie bitu C, czyli bitu 7 w słowie PSW (adres bitu: D7h) do bitu 6 w rejestrze o adresie 21h w wewnętrznej RAM – obszar rejestrów użytkownika. Kwestie adresowania bitowego poruszę w następnym odcinku klasy mikroprocesorowej.

Na razie radzę przypomnieć sobie zasady dotyczące adresowania i operacji na bitach z odcinków kursu poświeconych liście rozkazów procesora 8051.

Sławomir Surowiński

Zasilacz do akustycznych wzmacniaczy mocy

Do czego to służy?

Temat wzmacniaczy akustycznych dużej mocy był, jest i prawdopodobnie jeszcze długo będzie „żelazną pozycją" w publikacjach przeznaczonych dla elektroników amatorów. Bywają pisma, w których w każdym numerze znajdujemy co najmniej jeden opis wzmacniacza audio. Z zasady taki opis opatrzony jest dumnym tytułem w rodzaju „Wzmacniacz 2x50W" czy też „Wzmacniacz 100W HiFi". Tylko, że kiedy przyjrzymy się bliżej opisowi układu dochodzimy do wniosku, że nadanie mu takiego właśnie tytułu było zwykłą hochsztaplerką. Z zasady chodzi bowiem o wykonanie końcówki lub końcówek mocy, a nie kompletnego wzmacniacza. Jest to sprytne ominięcie prawdziwego problemu konstrukcyjnego. Zbudowanie końcówki nawet bardzo dużej mocy nie jest w ostatnich latach XX–go wieku żadnym problemem. Minęły już bezpowrotnie czasy, kiedy zbudowany wielkim nakładem sił i kosztów wzmacniacz pracował wyłącznie jako generator. Producenci układów scalonych doprowadzili swoje wyroby do absolutnej perfekcji i przestrzegając ogólnie znanych zasad konstrukcyjnych każdy może zbudować końcówkę nawet bardzo wielkiej mocy. Ale wzmacniacz akustyczny to nie tylko stopień wyjściowy. Największe problemy (a wiem o tym z własnego doświadczenia) napotykamy podczas projektowania i budowy zasilacza do niego. Z pozoru nic trudnego: należy wybrać transformator odpowiedniej mocy i dający właściwe napięcie, dołożyć kilka kondensatorów dużej pojemności i gotowe. Niestety, nie zawsze jest to takie proste. Typowym problemem, na jaki napotkamy jest zmieszczenie się w okienku wyznaczonym przez napięcie, przy którym wzmacniacz może oddać pełną moc i napięcie graniczne, którego przekroczenie grozi natychmiastowym uszkodzeniem kostki bądź jej nieprawidłowym działaniem. Posłużmy się przykładem: budujemy wzmacniacz akustyczny, który aby osiągnąć pełną moc wyjściową potrzebuje napięcia, powiedzmy 2x40V. Natomiast nieprzekraczalne napięcie graniczne, przy którym wzmacniacz może jeszcze pracować wynosi 2x50V. Konstruowany wzmacniacz posiada bardzo dużą moc wyjściową, np. 300W. Wynika z tego, że na nieobciążonym zasilaczu napięcie nie może w żadnym wypadku przekroczyć 2x50V, natomiast po obciążeniu go bardzo dużym prądem nie może spaść poniżej 2x40V. Jest to poważny problem dla konstruktora, który trudno rozwiązać prostymi środkami.

Podczas projektowania zasilacza do wzmacniaczy mocy moją intencją było zbudowanie możliwie uniwersalnego modułu, który można by było dopasować przynajmniej do większości końcówek mocy z zasilaniem symetrycznym. Na płytce drukowanej znajduje się miejsce na dużą ilość kondensatorów elektrolitycznych, przewidziano możliwość opóźnionego dołączania zasilania do końcówek mocy. Zasilacz zabezpieczony jest przed zbyt wielkim prądem płynącym w momencie ładowania baterii kondensatorów. Ponieważ często musimy z tego samego zasilacza zaopatrzyć w prąd układy wejściowe wzmacniacza przewidziano miejsce na pomocnicze zasilacze stabilizowane. Zasilacze te mogą pobierać prąd z dwóch źródeł: z zasilacza głównego lub z osobnego prostownika.

A oto podstawowe parametry techniczne zasilacza:

Napięcie wyjściowe: maks. **2x50V**
Maksymalny prąd wyjściowy: **5A**
Napięcie wyjściowe zasilaczy pomocniczych: wg. potrzeb
Maksymalny prąd zasilaczy pomocniczych: **1A**

A oto wyniki testów przeprowadzonych w Pracowni Konstrukcyjnej AVT. Do zasilacza dołączony był transformator toroidalny typu TST200/2x17 o napięciu wyjściowym 2x17V i mocy 200W. Zasilacz obciążany był specjalnie do tego celu skonstruowanym „sztucznym obciążeniem", pozwalającym na jednoczesne monitorowanie napięcia i pobieranego prądu, którego opis pozwolę sobie przedstawić Czytelnikom w jednym z najbliższych numerów Elektroniki Praktycznej. Pomiar napięcia dokonywany był pomiędzy wyprowadzeniem masy a wyjściem napięcia dodatniego, a następnie pomiędzy masą a wyjściem napięcia ujemnego. Wyniki pomiarów były praktycznie identyczne.

Prąd	Napięcie
100mA	24V
500mA	23,5V
1A	23,2V
1,5A	22,9V
2A	22,4V
3A	21,7V
4A	21,1V
5A	20,4V
6A	19,8V

Z powyższej tabeli wynika, że spadek napięcia przy maksymalnym obciążeniu nie przekracza 4V, co kwalifikuje zasilacz do współpracy z większością końcówek mocy audio. Nie były przeprowadzane próby obciążenia impulsowego, ale ze względu na dużą pojemność zastosowanych kondensatorów należy sądzić, że wypadłyby one pozytywnie. Także zakres napięć jakie możemy uzyskiwać z naszego zasilacza, które zależą od typu zastosowanego transformatora, powinien wystarczać w większości przypadków. Gdyby okazało się, że potrzebne jest napięcie wyższe niż 2x50, to możemy wymienić

kondensatory elektrolityczne na inne, o większym napięciu roboczym.

Zasilacz może współpracować wyłącznie z transformatorami o podwójnym, symetrycznym uzwojeniu wtórnym. W wzmacniaczach dużej mocy z zasady będą to transformatory toroidalne, najczęściej o napięciu wyjściowym 2x24VAC. Maksymalne napięcie na uzwojeniach wtórnych transformatora nie może przekraczać bez obciążenia 35VAC.

Jak to działa?

Schemat elektryczny zasilacza został pokazany na **rysunku 1**. No tak, tym razem nie namęczę się zbytnio z opisywaniem zasady działania układu!

Podstawowym blokiem funkcjonalnym układu jest zasilacz główny. Został on zbudowany w typowy sposób i jedynym jego fragmentem wartym szerszego omówienie jest układ zabezpieczający transformator przed przeciążeniem w momencie ładowania baterii kondensatorów. W momencie włączenia zasilania kondensatory C1 C8 nie są naładowane i stanowią praktycznie zerową rezystancję dla prądu płynącego z prostownika. Ponieważ bezpośrednio po włączeniu zasilania styki przekaźnika REL1 są rozwarte, prąd ładowania płynie przez rezystory szeregowe R9 i R10 ładując kondensatory do pełnego napięcia w ciągu ok. 1 sek. Jednocześnie rozpoczyna się ładowanie kondensatora C9, którego prąd ładowania określony jest wartością rezystora R5. Po naładowaniu tego kondensatora do określonego poziomu tranzystor T1 zaczyna przewodzić, włączając przekaźnik REL1. Styki przekaźnika zostają zwarte i zasilacz jest gotowy do normalnej pracy.

Z pewnością wielu Czytelników zapyta, dlaczego przekaźnik zasilany jest z osobnego zasilacza zbudowanego z kondensatora C20 i diody D4, a nie z zasilacza głównego? Rozpatrzmy zatem co się stanie po wyłączeniu zasilania.

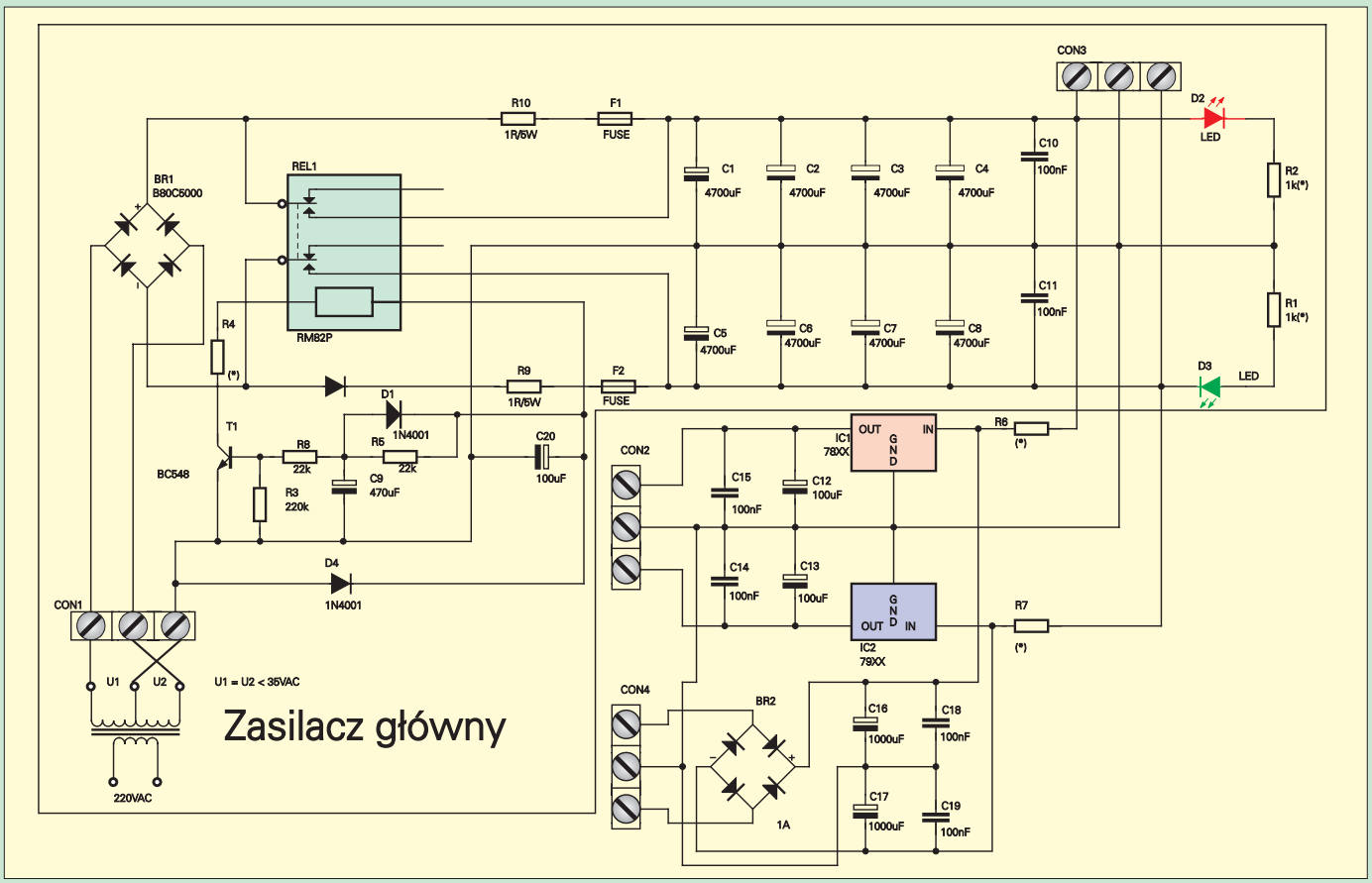
Napięcie na kondensatorach zasilacza głównego zacznie spadać z szybkością zależną od ich aktualnego obciążenia. Jeżeli jednak obciążenie to będzie małe, to czas rozładowywania baterii kondensatorów znacznie się wydłuży. Gdyby przekaźnik zasilany był z zasilacza głównego, to zostałby wyłączony dopiero po pewnym czasie, po spadku napięcia do ok. połowy napięcia roboczego. Po powtórnym włączeniu zasilania styki przekaźnika byłyby zwarte i nie uniknęlibyśmy nie chcianego udaru prądowego. Tymczasem w naszym układzie kondensator C20 rozładuje się bardzo szybko i przekaźnik REL1 wyłączy się, spełniając swoją rolę po powtórnym włączeniu zasilania.

Układ zasilacza zabezpieczony jest dwoma bezpiecznikami F1 i F2, których wartość zależeć będzie od przewidywanego obciążenia układu.

Zasilacz główny dostarcza napięć potrzebnych do zasilania końcówek mocy wzmacniacza audio. Aby uniknąć konieczności budowania osobnego układu dostarczającego prąd do przedwzmacniaczy i innych układów wejściowych zastosowano dwa dodatkowe zasilacze pomocnicze. Zostały one zbudowane z wykorzystaniem scalonych stabilizatorów napięcia z serii 78XX i 79XX – IC1 i IC2. Mogą one dostarczać napięć z przedziału ±5...±24 VDC, co powinno wystarczać w większości zastosowań. Omówienia wymaga jeszcze rola oporników R6 i R7 włączonych szeregowo z stabilizatorami napięcia. Mogą one być zastosowane w celu ograniczenia spadku napięcia na stabilizatorach, który mógłby spowodować nadmierne ich nagrzewanie lub, w ekstremalnych warunkach ich uszkodzenie. Do takiej sytuacji mogłoby dojść w przypadku, raczej mało prawdopodobnym, zastosowania stabilizatorów 7805 i 7905. Dopuszczalne dla nich napięcie wejściowe, wynoszące 16V łatwo mogłoby zostać przekroczone. Jeżeli będziemy stosować rezystory R6 i R7 to ich wartość należy dobrać tak, aby napięcie na wejściu obciążonych stabilizatorów było o kilka woltów większe od napięcia stabilizowanego.

Istnieje jeszcze jedna możliwość wykorzystania zasilaczy dodatkowych: można dołączyć je do oddzielnego transformatora o odpowiednich napięciach. Rozwiązanie takie można zastosować w przypadku, kiedy zależy nam na maksymalnym odciążeniu zasilacza głównego. Transformator dołączamy do złącza

Rys. 1. Schemat ideowy



Wykaz elementów

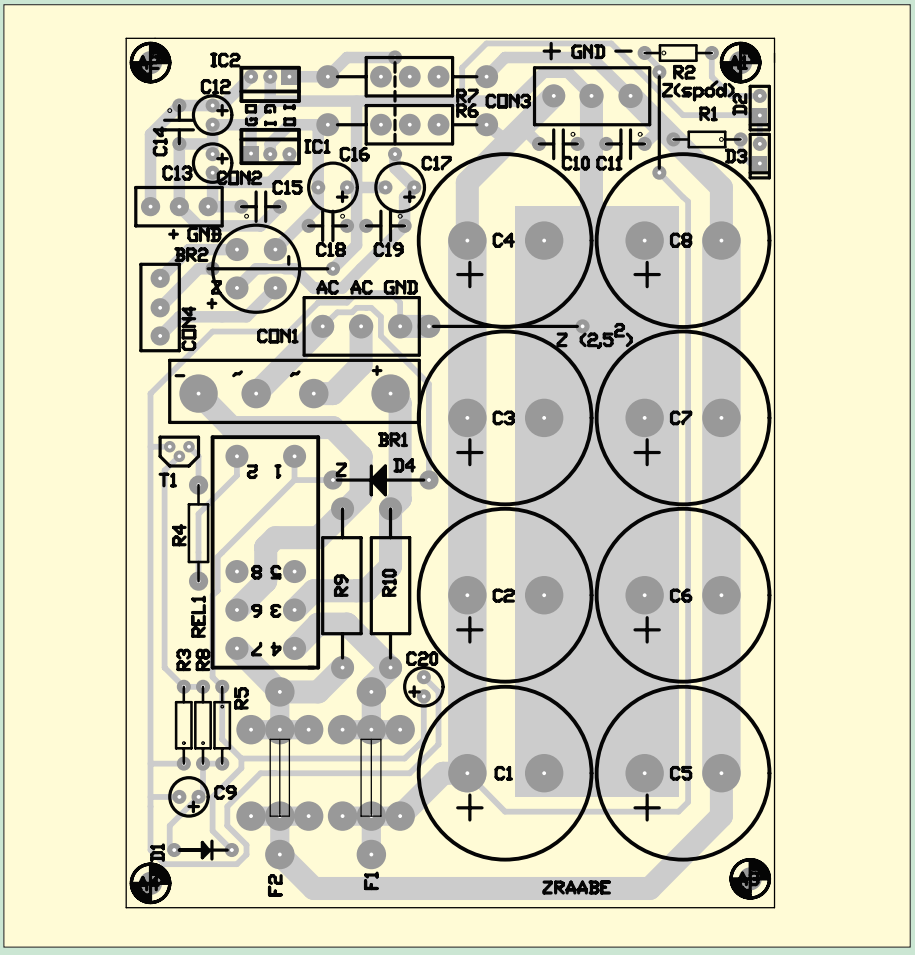
Rezystory
R2, R1: 1kΩ (* ew. dobrać)
R3: 220kΩ
R4: 24Ω/0,5W(l*ub dobrać według opisu)
R5, R8: 22kΩ
R6, R7 : zwora (*lub dobrać wg. opisu)
R9, R10: 1Ω/5W

Kondensatory
C1...C8: 4700 µF/50V
C9: 470 µF/16V
C10, C11, C14*, C15*,
C18*, C19*: 100nF
C12*, C13*, C20: 100 µF/25
C16*, C17*: 1000 F/25

Półprzewodniki
BR1: mostek prostowniczy B80C5000
BR2: mostek prostowniczy 1A (nie wchodzi w skład kitu)
D4, D1: 1N4001
D2,D3: LED
IC1: 78XX (nie wchodzi w skład kitu) – patrz tekst
IC2: 79XX (nie wchodzi w skład kitu) – patrz tekst
T1: BC548 lub odpowiednik

Pozostałe
CON1, CON3: ARK3
CON2, CON4: ARK3 (3,5mm)
F1, F2: oprawka z tworzywa do bezpiecznika (do druku)
REL1: przekaźnik RM82P/24V

Uwaga! Elementy IC1, IC2, C12...C19, BR2 nie wchodzą w skład kitu AVT-2279



Rys. 2. Schemat montażowy

CON4. W takim przypadku nie należy montować R6 i R7.

Diody LED D2 i D3 sygnalizują poprawną pracę zasilacza głównego.

Montaż i uruchomienie

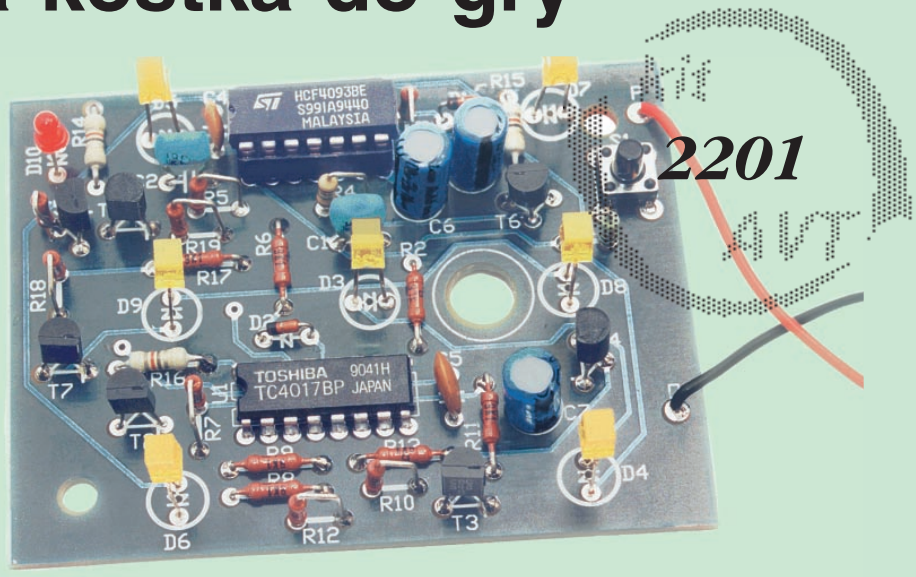
Na **rysunku 2** została przedstawiona mozaika ścieżek płytki drukowanej i rozmieszczenie na niej elementów. Płytka wykonana została na laminacie jednostronnym, co przy znacznej komplikacji połączeń wymusiło konieczność zastosowania kilku zworek. Od tych właśnie dodatkowych połączeń rozpoczniemy montaż zasilacza. Na dwie zwory należy zwrócić szczególną uwagę. Zworę oznaczoną płytce jako „Z 2,5²" należy wykonać srebrzanką lub drutem miedzianym o jak największej średnicy, najlepiej właśnie 2,5mm². Łatwo się także domyśleć, że zworę oznaczoną „spód" musimy zamocować od strony lutowania.

Montaż pozostałych elementów przeprowadzamy w całkowicie typowy sposób, rozpoczynając od podzespołów o najmniejszych gabarytach, a kończąc na wlutowaniu ośmiu kondensatorów elektrolitycznych. Zmontowany z sprawnych elementów zasilacz nie wymaga ani uruchamiania ani regulacji. Pamiętajcie jednak o jednym, z pewnością słusznym stwierdzeniu: „Tylko ten się nigdy nie myli, kto nic nie robi" (Z.Raabe)! Pomyłka taka, jak na przykład odwrotne wlutowane kondensatorów elektrolitycznych jest rzeczą ludzką, a przy zastosowaniu transformatora dużej mocy może doprowadzić do poważnego uszkodzenia płytki. Dlatego też pierwszego uruchomienia naszego zasilacza należy dokonać przy włączonej w pierwotny obwód transformatora sieciowego żarówce o mocy 40 60W. Po włączeniu zasilania żarówka ta powinna zapalić się i po krótkiej chwili zgasnąć. Jej ciągłe świecenie może być spowodowane zwarciem w układzie zasilacza.

Zbigniew Raabe

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w sieci handlowej AVT jako „kit szkolny" AVT-2279.

Elektroniczna kostka do gry



Opisany układ zastępujący kostkę lub kostki, używane w licznych grach losowych, został zaprojektowany pod wpływem próśb wielu młodych Czytelników. Zamiast rzucać kostką, należy na dowolny czas nacisnąć przycisk. Wylosowana liczba z zakresu 1...6 zostanie pokazana na „wyświetlaczu" z diod LED.

Autorzy artykułu nie są do końca przekonani o potrzebie budowania takiej elektronicznej kostki, jednak z nadsyłanych listów niedwuznacznie wynika, iż dla wielu młodych osób taka kostka jest przede wszystkim synonimem nowoczesności i nadaje grze dodatkowego „smaczku". Życzenia licznej rzeszy młodych entuzjastów elektroniki nie sposób było zlekceważyć, stąd niniejszy projekt.

Zaletą opisanego układu jest prosta konstrukcja, a co jeszcze ważniejsze – bardzo mały pobór energii ze źródła zasilania. Aby elektroniczna kostka była naprawdę użyteczna w praktyce, musi ona mieć zasilanie bateryjne i bateria musi starczać na długi okres czasu. W proponowanym urządzeniu zastosowano obwody oszczędzania energii, przez co jedna mała 9-woltowa bateria wystarczy na wiele miesięcy grania.

Specyficzna budowa układu pozwoliła wyeliminować wyłącznik zasilania. Układ zaczyna pracować po naciśnięciu przycisku, potem pokazuje wylosowaną liczbę i po pewnym czasie automatycznie się wyłącza. Pobór prądu w stanie spoczynku jest praktycznie równy zeru (poniżej 1μA).

Działanie opisanego układu powinni szczegółowo przeanalizować młodzi konstruktorzy, próbujący swoich sił w Szkole Konstruktorów. W tym układzie prostymi sposobami zrealizowano wiele interesujących funkcji i wykorzystano pewne „chwyty układowe".

Jak to działa?

Schemat ideowy układu pokazano na **rysunku 1**.

Podstawowymi elementami są układy scalone U1 i U2, które z pomocą kilku tranzystorów sterują diodami wyświetlającymi wynik losowania (D3 – D9).

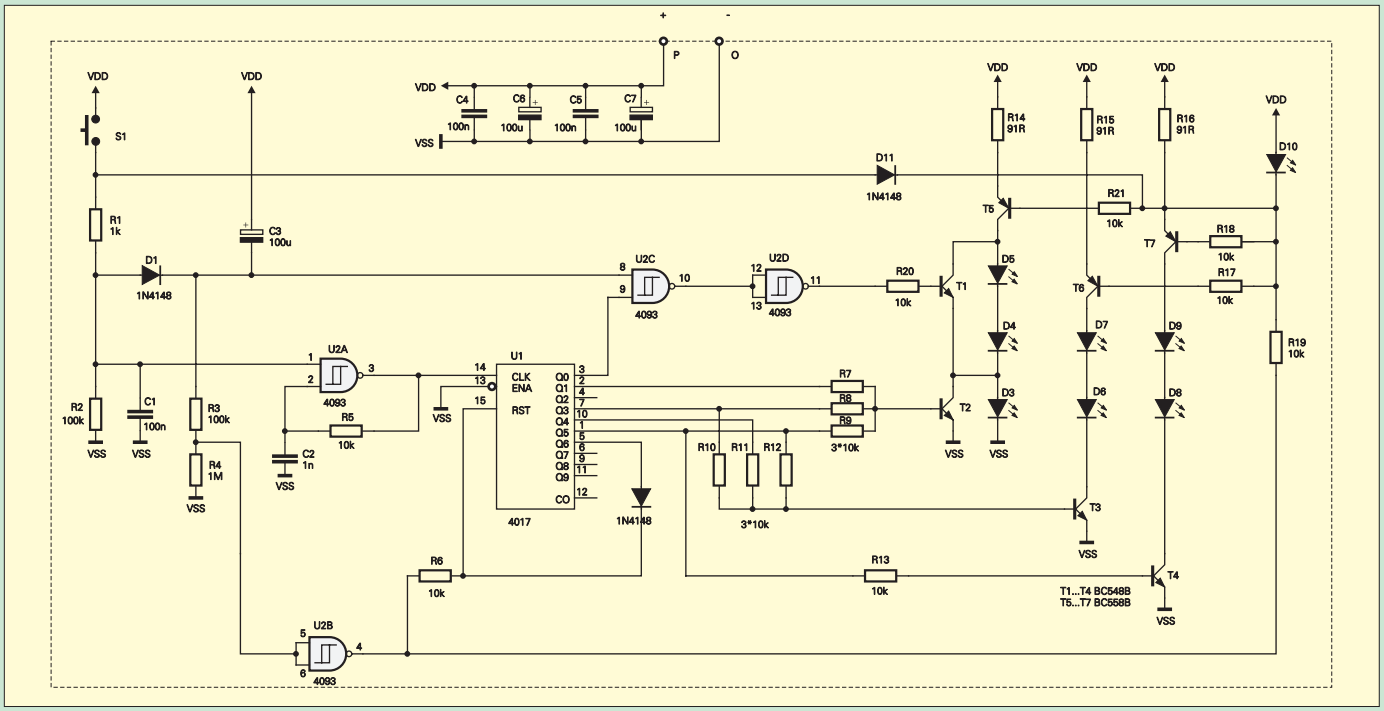
Naciśnięcie przycisku S1 uruchamia układ. Przez czas naciskania przycisku czynny jest generator przebiegu prostokątnego zbudowany z bramką Schmitta U2A. Impulsy z tego generatora (o częstotliwości rzędu 100kHz) są zliczane przez licznik U1. Kostka U1 (CMOS 4017) pełni rolę licznika zliczającego do sześciu. Cykl pracy został skrócony do sześciu przez włączenie diody D2 między wyjście Q6 i wejście zerujące RST. W czasie zliczania diody świecące są wygaszone.

W momencie zwolnienia przycisku S1 licznik przestaje zliczać i jego ostatni stan jest wyświetlony na diodach LED ułożonych tak, jak oczka kostki do gry. Po pewnym czasie wyświetlania wyniku, diody gasną i układ przechodzi do stanu spoczynku.

Wynik losowania (liczba z zakresu 1...6) pokazany przez diody LED jest przypadkowy, ponieważ zależy on od czasu naciskania przycisku S1, podczas którego licznik zlicza impulsy o stosunkowo dużej częstotliwości.

W stanie spoczynku dzięki obecności rezystorów R2 oraz R3 i R4, na wejściach bramek U2A, U2B i U2C panuje stan niski. Generator U2A nie pracuje. Stan wy-

Rys. 1. Schemat ideowy



soki z wyjścia bramki U2B powoduje wyzerowanie licznika U1. Warto zauważyć, że elementy R6 i D2 tworzą swego rodzaju bramkę OR – stan wysoki wystąpi na wejściu RST, gdy na wyjściu bramki U2B wystąpi stan wysoki lub stan wysoki pojawi się na wyjściu Q6 kostki U1.

Stan wysoki z wyjścia bramki U2B powoduje, że przez diodę D10 nie płynie prąd i tranzystory T5 – T7 nie przewodzą. Diody świecące D3 – D9 są wygaszone.

Gdyby układ miał być zasilany z zasilacza sieciowego, bramki U2C i U2D nie byłyby konieczne. Rezystor R20 byłby dołączony bezpośrednio do wyjścia Q0 i w stanie spoczynku przez rezystor R20, złącze baza-emiter tranzystora T1 i diodę D3 płynąłby niewielki prąd (0,5...0,7mA).

Ponieważ układ ma być zasilany z baterii, a w stanie spoczynku na wyjściu Q0 kostki U1 występuje stan wysoki, konieczne było wprowadzenie bramek U2C i U2D, które uniemożliwiają przepływ prądu przez diodę D3. Dzięki tym dwóm bramkom, pobór prądu w stanie spoczynku jest pomijalnie mały.

Po naciśnięciu przycisku S1 stan wysoki jest podawany przez rezystor R1 na wejście generatora U2A, umożliwiając jego pracę.

Częstotliwość generatora U2A nie jest krytyczna. W układzie modelowym wynosi ona tylko około 1kHz (R5 – 100kΩ, C2 – 10nF). Z wartościami podanymi w spisie częstotliwość będzie około stukrotnie większa. Większe częstotliwości są potrzebne tylko wtedy, gdyby ktoś próbował oszukiwać, naciskając bardzo krótko przycisk, by licznik nie zdążył zliczyć w tym czasie więcej niż 2...5 impulsów z generatora o małej częstotliwości.

Przy większych częstotliwościach taka sztuczka na pewno się nie uda.

Nawet krótkie (powyżej 0,2 sekundy) naciśnięcie przycisku S1 spowoduje rozładowanie kondensatora C3, który w stanie spoczynku cały czas jest naładowany (i zaformowany). Stan wysoki na nóżce 8 bramki U2C spowoduje podanie na rezystor R20 stanów z wyjścia Q0 kostki U1. Z tego względu w czasie naciskania przycisku S1 będzie leciutko świecić dioda D3, co nie jest żadną wadą.

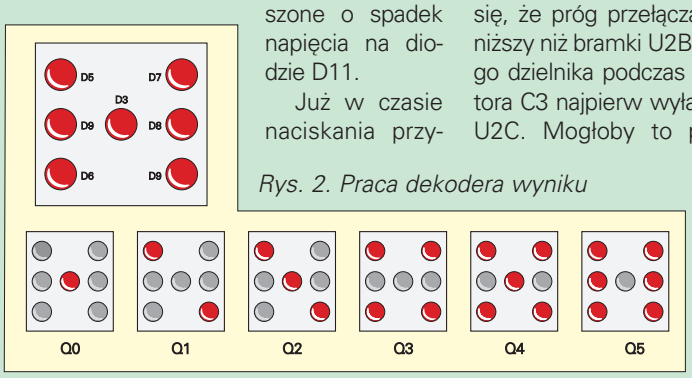
Pozostałe diody będą praktycznie wygaszone, ponieważ na bazach tranzystorów T5 – T7 wystąpi napięcie zasilające, pomniejszone o spadek napięcia na diodzie D11.

Już w czasie naciskania przycisku stan wysoki zostanie podany na wejście bramki U2B (o roli dzielnika R3, R4 za chwilę), i na jej wyjściu pojawi się stan niski, umożliwiający pracę kostki U1 (stan niski na wejściu RST). Jednak dopiero po zwolnieniu przycisku S1 stan niski zatrzyma generator U2A i zaświeci diody D3 do D9. Jak widać, dioda D11 odpowiedzialna jest jedynie za wygaszanie tych diod w czasie zliczania. W urządzeniu zasilanym z sieci diody tej można nie stosować. Wtedy podczas naciskania przycisku świecić będą wszystkie diody LED. Dioda D11 została dodana tylko po to, by zmniejszyć pobór prądu w czasie (być może długiego) naciskania przycisku S1.

Po zwolnieniu przycisku zostanie zatrzymany generator U2A i licznik U1, ale dzięki obecności kondensatora C3 stan wysoki znacznie dłużej utrzyma się na wejściach bramek U2B i U2C, umożliwiając wyświetlenie wyniku losowania na diodach D3 – D9. Czas wyświetlania wyznaczony jest przez stałą czasową ładowania kondensatora C3 przez rezystory R3 i R4. Czas ten może być zmieniany w szerokich granicach przez zmianę pojemności C3. Po naładowaniu się kondensatora C3 układ powróci do stanu spoczynku.

Po zwolnieniu przycisku S1 stan niski na wyjściu bramki U2B spowoduje też przepływ prądu przez czerwoną diodę D10 i rezystor R19 (w czasie naciskania przycisku prąd był przejmowany przez diodę D11). Na diodzie D10 pojawi się napięcie około 1,6V. Napięcie to zostanie podane na bazy tranzystorów T5 – T7. Tym samym na rezystorach R14 – R16 pojawi się jednakowe napięcie, wynoszące trochę mniej niż 1V. Przez rezystory te popłyną jednakowe prądy. Jak widać, tranzystory T5 – T7 pracują jako źródła prądowe, co gwarantuje jednakową jasność diod D3...D9. Zamiast trzech źródeł prądowych można zastosować prostszy układ, ale wtedy jasność świecenia poszczególnych diod byłaby różna, zwłaszcza przy wyczerpywaniu się baterii zasilającej.

Komentarza wymaga obecność dzielnika R3, R4. Byłby on niepotrzebny, gdyby progi przełączania bramek U2B i U2C były identyczne. W zasadzie bramki z jednego układu scalonego powinny mieć jednakowe właściwości, ale nikt nie zagwarantuje, że będą one identyczne. Jeśli zdarzyłoby się, że próg przełączania bramki U2C jest niższy niż bramki U2B, to bez wspomnianego dzielnika podczas ładowania kondensatora C3 najpierw wyłączana byłaby bramka U2C. Mogłoby to powodować zmianę wskazań wyświetlacza pod koniec czasu wyświetlania wyniku, a konkretnie zaświecanie diod D4 i D5 gdy wcześniej świeciła tylko dioda D3, czyli przed zgaśnięciem diod wskazanie zmieniałoby się z jedynki na trójkę. Aby uniemożliwić wystąpienie takiego nieprzyjemnego zjawiska, wprowadzono dzielnik R3, R4. Dzięki niemu nawet przy niewielkich rozrzutach napięć progowych bramek, podczas ładowania kondensatora C3, na pewno najpierw zmieni się stan bramki U2B i zostaną wygaszone diody wyświetlacza, a dopiero potem ewentualnie przełączą się bramki U2C i U2D.



Rys. 2. Praca dekodera wyniku

Dla wielu Czytelników najciekawszą sprawą jest sposób wyświetlania wylosowanej liczby. W zależności od wyniku losowania, stan wysoki pojawi się tylko na jednym z wyjść Q0...Q6 kostki U1.

Pracę dekodera, zawierającego rezystory R7 – R13, R20 i tranzystory T1 – T4 można prześledzić korzystając z **rysunku 2**. Pokazuje on które diody będą zaświecone przy kolejnych stanach licznika U1.

Wcześniej warto zauważyć, że tranzystor T3 włącza diody D6, D7, gdy stan wysoki wystąpi na jednym z wyjść Q3, Q4, Q5, co odpowiada wylosowaniu liczb 4, 5, 6. Warto zauważyć, że rezystory R10 – R12 tworzą trzywejściową bramkę OR – tranzystor zostanie włączony, gdy na którymkolwiek „wejściu" tej bramki pojawi się stan wysoki.

Diody D8, D9 zaświecają się tylko przy wylosowaniu szóstki (stan wysoki na Q5).

Inaczej jest z diodami D3 – D5. Dioda D3 jest wygaszana – zwierana przez tranzystor T2 – gdy wylosowana liczbą jest 2, 4 lub 6 (stan wysoki na Q1, Q3 lub Q5). Znów warto zauważyć, że rezystory R7 – R9 tworzą trzywejściową bramkę OR.

Diody D4 i D5 są wygaszane – zwierane przez tranzystor T1 – gdy wylosowaną liczbą jest jedynka.

Jak widać, gdy wylosowana zostanie liczba trzy (stan wysoki na Q2), żaden z tranzystorów T1 – T4 nie przewodzi i świecą diody D3 – D5.

Montaż i uruchomienie

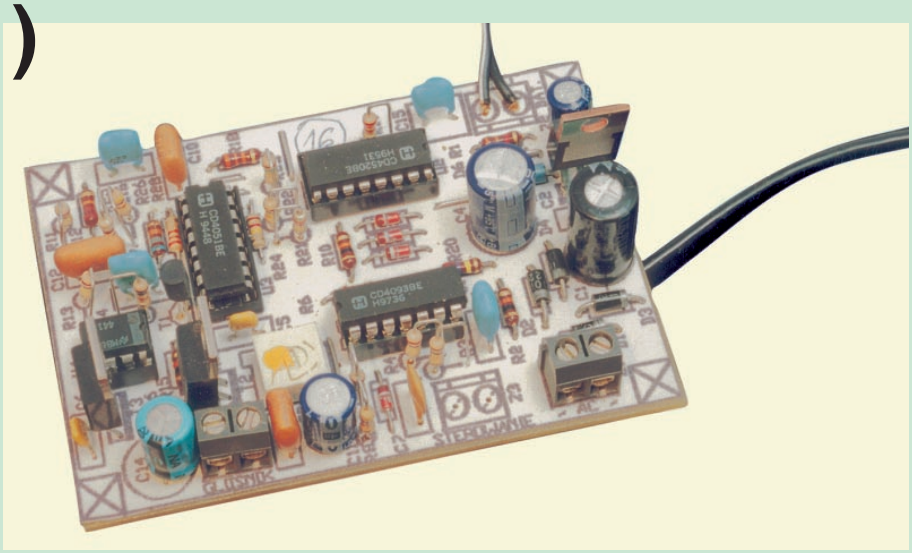
Układ można zmontować na dwustronnej płytce drukowanej pokazanej na **rysunku 3**. Płytka dostępna w AVT została zaprojektowana jako dwustronna, by przy założonym układzie diod wyświetlających wynik, zmieścić całość w typowej obudowie KM-26. Stąd też obecność dużego otworu na środku płytki.

Kolejność montażu nie jest krytyczna, jedynie układy scalone należy wlutować lub wstawić w podstawki na końcu. Wcześniej, przed zmontowaniem elementów warto przygotować obudowę i wywiercić otwory, traktując płytkę jako matrycę – pod diodami LED i przyciskiem przewidziano dodatkowe otwory, które pozwolą precyzyjnie zaznaczyć punktu wiercenia.

Montaż układu na gotowej płytce z AVT nie powinien nikomu sprawić trudności.

c.d. na str. 60

Dzwonek do drzwi o narastającej głośności (1)



Do czego to służy?

W prasie elektronicznej ukazało się już kilka opisów elektronicznych dzwonków do drzwi. Miały one zróżnicowany poziom konstrukcji, od prostych opartych na jednym układzie scalonym do złożonych układów nierzadko sterowanych mikroprocesorem.

Mimo różnych rozwiązań konstrukcyjnych nie posiadały one układu o narastającej głośności. O tym jak ważna jest to sprawa nie trzeba chyba przekonywać. W dzień gdy krzątamy się po mieszkaniu nawet cichy sygnał wywoła naszą reakcję, natomiast w nocy taki sygnał z pewnością nie zostanie zauważony.

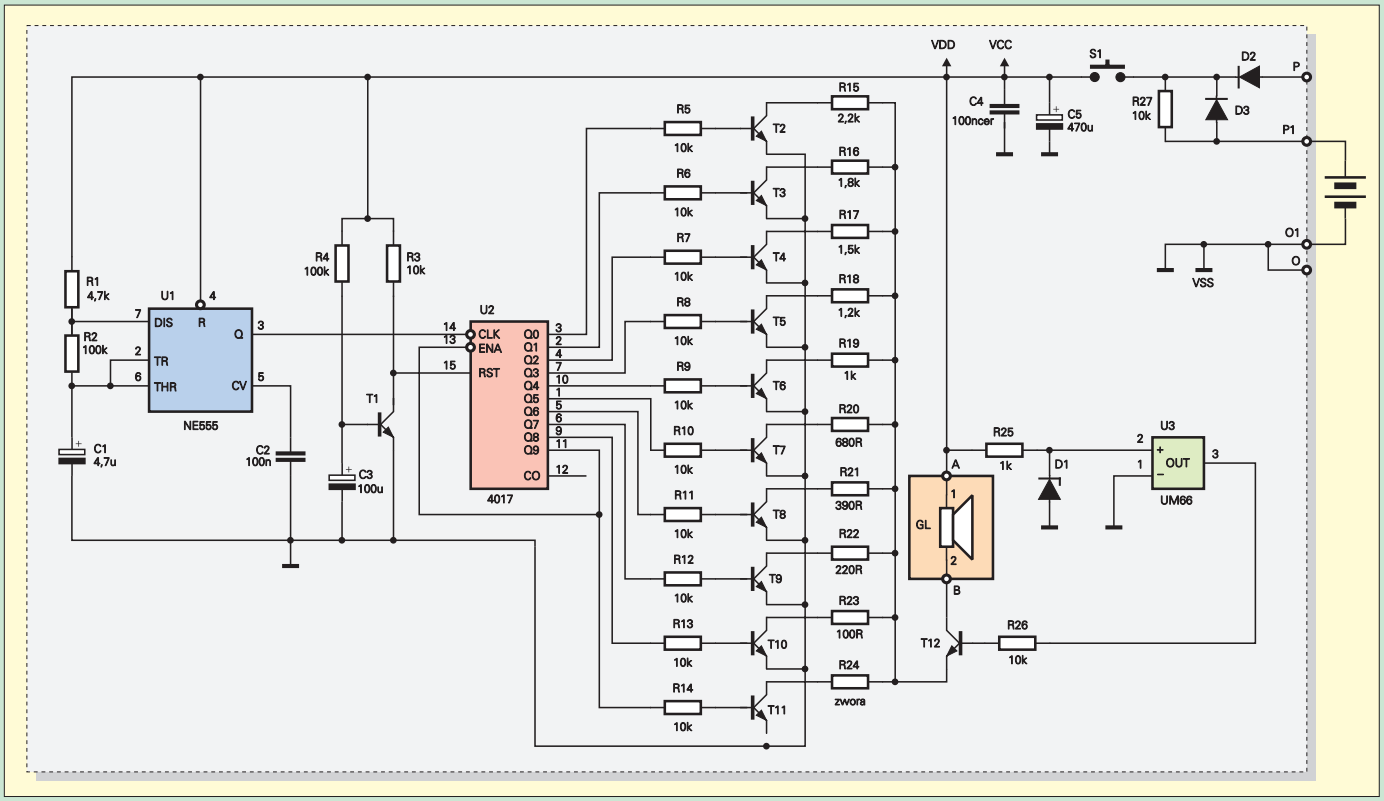
Wyobraźmy sobie następującą sytuację: Jest środek nocy, jesteśmy pogrążeni w głębokim śnie, tymczasem pod naszymi drzwiami rozgrywa się scena jak z horroru, oto nasi krewni mieszkający daleko stąd postanowili nas odwiedzić, oczywiście chcieli zrobić nam niespodziankę i wcześniej nie zadzwonili. Dzwonek w naszym mieszkaniu dzwoni sobie cicho – bo za głośny nam przeszkadza (w dzień), my błogo śpimy, a nasi krewni po długim oczekiwaniu na cud naszego zbudzenia się, zmuszeni są do powrotu. Oczywiście możemy być pewni, że nie będą chcieli już zrobić nam niespodzianki. Aby temu zapobiec, proponuję budowę dzwonka do drzwi o narastającej głośności.

Jak to działa?

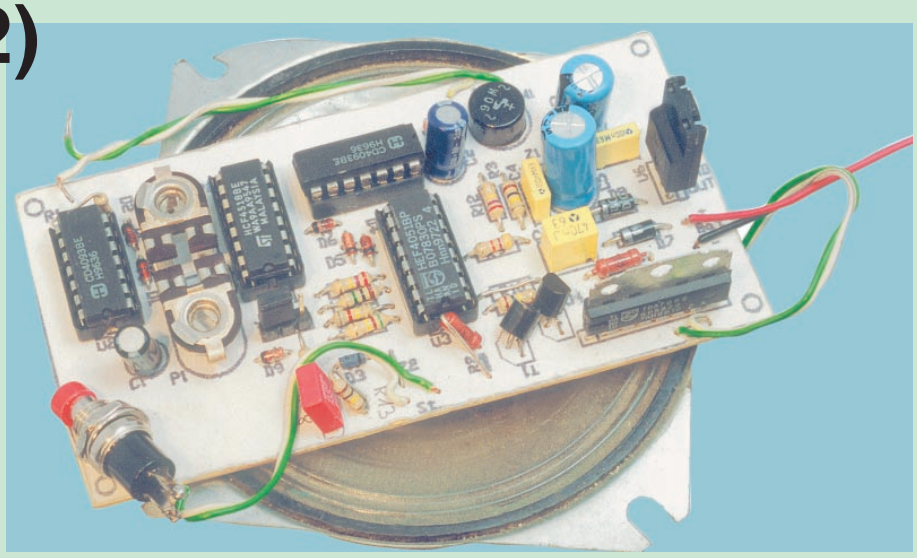
Przedstawiony układ zbudowany został przy użyciu trzech układów scalonych (4017, NE555, UM66) oraz kilkunastu innych elementów. Schemat ideowy pokazany jest na **rysunku 1**. Zasadniczym elementem jest układ 4017 pełniący rolę elementu sterującego głośnością. Na wejście zegarowe tego układu podawane są impulsy o częstotliwości 2 Hz wytwarzane przez układ generatora opartego na popularnym NE555. Zliczenie przez licznik 10 impulsów (po około 5 sekund) powoduje zatrzymanie pracy licznika przez podanie stanu wysokiego na jego wejście wzbronienia (nóżka13) i nie powoduje już dalszych zmian głośności. Stan ten będzie się utrzymywać aż do czasu, gdy dzwonek zostanie ponownie uruchomiony. Regulację głośności zrealizowano przy pomocy przełączanych rezystancji. Tak więc w chwili po włączeniu dzwonka rezystancja dołączona szeregowo do słuchawki jest największa, co powoduje, że dźwięk jest najcichszy.

c.d. na str. 65

Rys. 1. Schemat ideowy



Dzwonek do drzwi o narastającej głośności (2)



Do czego to służy?

Jak wielu z nas wie, głośny sygnał dzwonka drzwiowego zrywa z nóg niejednego mieszkańca naszego kraju. Ale z drugiej strony cichy sygnał może być niesłyszalny przez osoby pogrążone w głębokim przyjemnym śnie oraz osoby starsze. Proponowane urządzenie spełnia następujące funkcje:

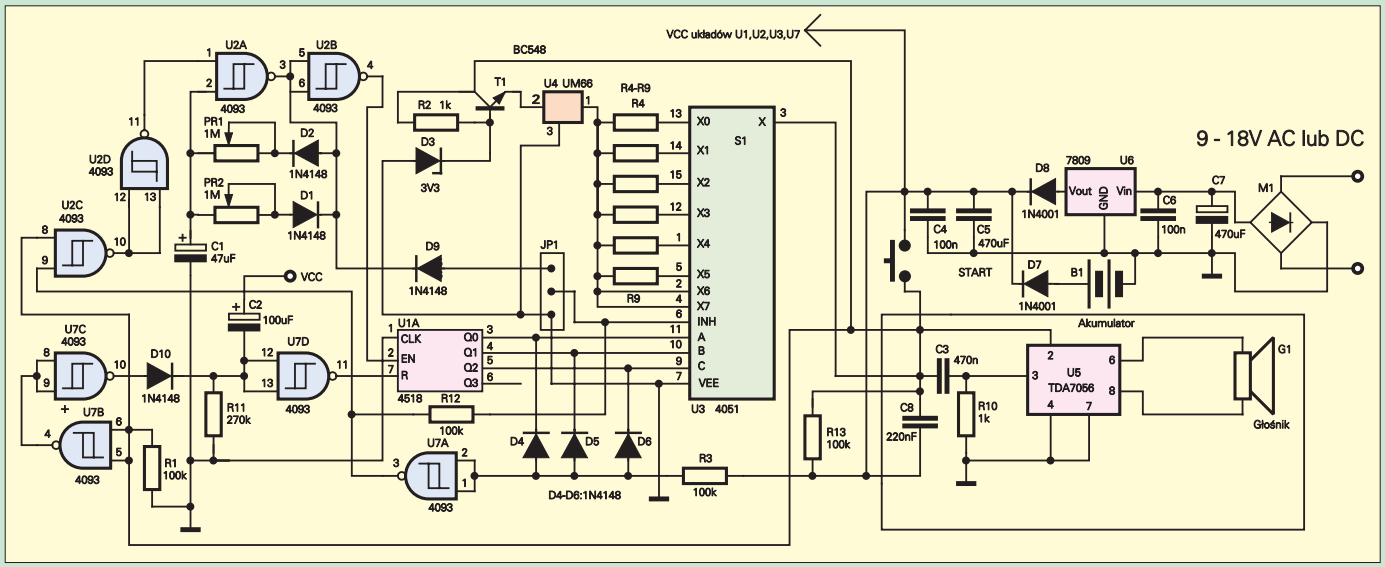
– charakteryzuje się 7–mio stopniową skalą głośności dźwięku
– daje możliwość wybrania płynnego narastania, lub przerw pomiędzy następnymi głośniejszymi dźwiękami
– zapamiętuje ostatnią głośność przez określony czas
– reaguje także na przerywane naciskanie przycisku.

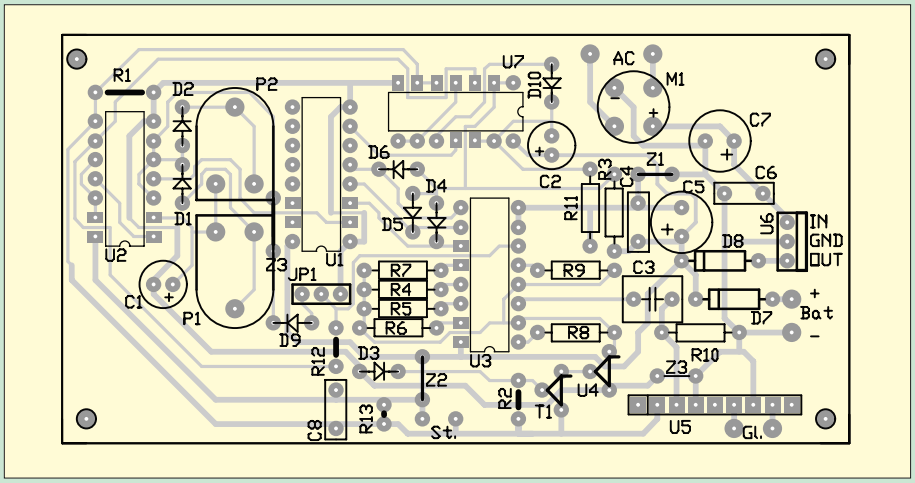
Opisany poniżej układ wyposażony został także w rezerwowe zasilanie, co nie przerywa jego pracy podczas zaniku napięcia zasilania.

Jak to działa?

Schemat elektryczny proponowanego układu przedstawiony został na **rysunku 1**. W czasie spoczynku napięcie zasilające jest doprowadzone do wszystkich układów cyfrowych. Po naciśnięciu przycisku „Start" napięcie zostaje doprowadzone do generatora melodyjki (U4), wzmacniacza mocy (3W) U5 oraz uruchamia przerzutnik monostabilny z potrzymaniem impulsu wyjściowego zbudowanego z bramek U7C i U7D. Bramka U7B jest inwerterem sygnału wyzwalającego przerzutnik. Więc po naciśnięciu przycisku na wyjściu bramki U7D pojawia się stan niski przez co licznik U1A może zliczać impulsy z wejścia „EN". Diody D4–D6 tworzą bramkę w której na wyjściu stan wysoki pojawia się dopiero, gdy na wszystkich jej wejściach panuje stan wysoki. W tym czasie na wyjściach licznika panują stany niskie więc na wejściach inwertera U7A panuje stan niski wymuszony przez diody D4–D6. Stan wysoki z wyjścia U7A doprowadzony do bramki U2C, oraz stan wysoki obecny przy naciśnięciu przycisku startu uruchamiają poprzez bramkę U2D generator astabilny zbudowany na bramce U2A. Stan wysoki z bramki U7A blokuje także multiplekser U3. Generator U2A jest generatorem o regulowanym wypełnieniu impulsów. Jego częstotliwość wyznaczona jest wartościami elementów C1, P1, P2. Impulsy niskie wyznaczają czas trwania melodyjki, a impulsy wysokie czas trwania przerwy przed kolejnym głośniejszym dźwiękiem. Zanegowane impulsy z bramki U2B są doprowadzone do licznika U1A reagującego na opadające zbocza impulsów. Wyjścia licznika są doprowadzone do wejść sterujących multipleksera. W zależności od stanu bitów panujących na wejściach sterujących U3, multiplekser dołącza do wyjścia (k. 3) jeden z rezystorów R4–R9. Sygnał z melodyjki doprowadzony jest do rezystorów R4–R9 oraz końcówek 2 i 4 U3. Po osiągnięciu przez licznik stanu „111" na wyjściu bramki U7A pojawia się stan niski wymuszony przez rezystor R3. Stan niski na tym wyjściu blokuje generator poprzez bramkę U2C, przez co zostaje przerwane liczenie impulsów oraz generowanie przerw pomiędzy sygnałami, a także zostaje wymuszony stan niski na wejściu zezwalającym (k. 6) multipleksera. Taki stan licznika (także wszystkie pozostałe stany) utrzymywał się będzie dotąd, dokąd na wyjściu przerzutnika (k. 11 U7D) nie pojawi się stan wysoki resetujący licznik. Dioda D9 zabezpiecza generator na którym w stanie spoczynku panuje stan wysoki. Elementy D3, T1 i R2 tworzą stabilizator o napięciu

Rys. 1. Schemat ideowy





Rys. 2. Schemat montażowy

wyjściowym ok. 3,3V potrzebnego do zasilania układu U4. Jumperem JP1 możemy wymusić stan niski na wejściu zezwalającym U3 przez co kolejne sygnały nie będą oddzielone przerwami. Kondensator C3 odseparowuje wejście wzmacniacza a R10 polaryzuje je na poziomie masy. Elementy C8 i C13 zapobiegają drganiom styków, przez co układ prawidłowo reaguje także na kilkakrotne naciśnięcie przycisku zwiększając swoją głośność. Kondensator C4–C7 blokują napięcie zasilania. Dioda D7 zabezpieczają zasilanie awaryjne, natomiast D8 zabezpiecza przepływ prądu ze źródła awaryjnego do wyjścia stabilizatora U6. Mostek M1 prostuje napięcie zasilające. Należy zauważyć że wszystkie kondensatory elektrolityczne w stanie spoczynku są pod napięciem zasilającym, przez co będą dobrze zaformowane.

Montaż i uruchomienie

Projekt płytki znajduje się na **rysunku 2**. Montaż należy rozpocząć od trzech zworek a kończąc na elementach największych. Jako transformatora można użyć o napięciu od 12 do 18V i mocy co najmniej 2W. Jako źródła zasilania rezerwowego można użyć akumulatorka lub baterii 9V. Głośność dzwonka zależy przede wszystkim od zastosowanego głośnika, więc powinien być to dobrej jakości głośnik i możliwie o jak największej średnicy. Nie znalazłem jakiejś dobrej obudowy więc niech każdy w swoim zakresie zastosuje odpowiednią do swoich wymagań. Jeżeli ktoś ma przy przycisku dzwonka napięcie 220V to może zastosować układ przystawki z Rys. 3. EdW 4/96 (str. 9). Jednak musi do niej dodać tranzystor o odpowiedniej wydajności prądowej i włączyć go w miejsce przycisku „Start". Po zmontowaniu układu należy wyregulować czas trwania melodyjki potencjometrem P1, oraz czas przerw pomiędzy następnymi głośniejszymi sygnałami odpowiednio potencjometrem P2.

Marcin Wiązania

Wykaz elementów

Rezystory
- R1,R3,R12,R13: 100kΩ
- R2,R10: 1kΩ
- R4: 1MΩ
- R5: 820kΩ
- R6: 510kΩ
- R7,R11: 270kΩ
- R8: 100kΩ
- R9: 47kΩ
- P1,P2: 1MΩ

Kondensatory
- C1: 47µF/16V
- C2: 100µF/16V
- C3: 470nF
- C4,C6: 100nF
- C5,C7: 470µF/16V
- C8: 220nF

Półprzewodniki
- D1,D2,D–D6,D9,D10: 1N4148
- D3: Zenera 3V3
- D7,D8: 1N4001
- M1: mostek prostowniczy 1A
- T1: BC548 (lub dowolny npn)
- U1: 4518
- U2,U7: 4093
- U3: 4051
- U4: UM66
- U5: TDA7056
- U6: 7809

Pozostałe
- S1: przycisk typu „Reset"
- G1: Głośnik
- JP1: Jumper
- Złączka do baterii 9V

Elektroniczna kostka do gry *(c.d. ze str. 57)*

Większym problemem będzie wykonanie płytki we własnym zakresie, a potem jej zmontowanie (przy braku metalizacji otworów oznacza to konieczność lutowania z dwóch stron). Układ nie jest zanadto skomplikowany, niektórzy Czytelnicy zechcą zaprojektować własną, jednostronną płytkę.

Przy montażu diod D3 – D9 wysokość ich umieszczenia należy dobrać eksperymentalnie, by całość dobrze mieściła się w obudowie Przycisk typu microswitch najprawdopodobniej trzeba będzie wlutować na kawałkach drutu wyżej nad płytką, by popychacz wystawał z obudowy. A może lepiej użyć innego przycisku?

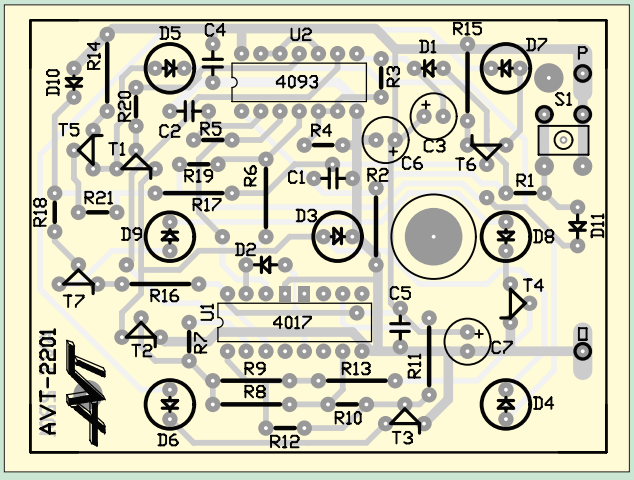
Układ bezbłędnie zmontowany ze sprawnych elementów nie wymaga żadnego uruchamiania i od razu powinien pracować poprawnie.

W stanie spoczynku układ nie pobiera prądu (poniżej 1µA), w czasie losowania pobiera około 3mA, a w czasie wyświetlania wyniku około 25mA.

Ponieważ kondensator C3 może być rozformowany, po pierwszym włączeniu czas wyświetlania po zwolnieniu przycisku prawdopodobnie będzie krótszy. Nie należy się tym przejmować, po kilku godzinach dołączenia do układu napięcia zasilającego, wszystkie „elektrolity" zdążą się zaformować.

Jak podano na wstępie, układ nie wymaga wyłącznika zasilania, cały czas stoi pod napięciem, a obsługa ogranicza się jedynie do naciskania przycisku.

Rys. 3. Schemat montażowy



Wykaz elementów

Rezystory
- R1: 1kΩ
- R2,R3: 100kΩ
- R4: 1MΩ
- R5-R13,R17-R21: 10kΩ
- R14-R16: 91...100Ω

Kondensatory
- C1,C4,C5: 100nF ceramiczny
- C2: 1nF (1...22nF)
- C3,C6,C7: 100µF/16V

Półprzewodniki
- D1,D2,D11: dioda impulsowa np. 1N4148
- D3-D9: LED 8mm
- D10: LED 3mm czerwona
- T1-T4: tranzystor NPN, np. BC548B
- T5-T7: tranzystor PNP, np. BC558B
- U1: 4017
- U2: 4093

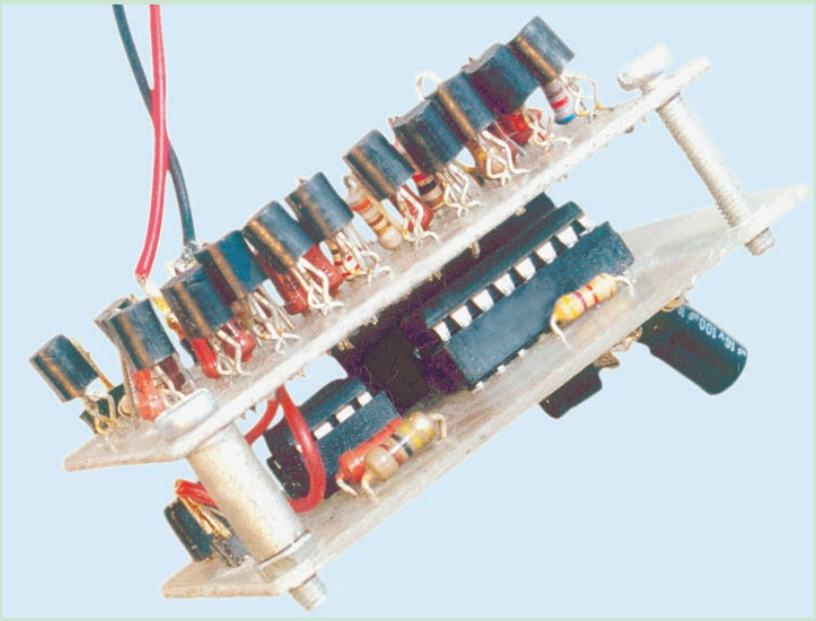
Pozostałe
- S1: microswitch z długą ośką
- Obudowa KM-26

Dobrej zabawy!

Piotr Górecki
Zbigniew Orłowski

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w sieci handlowej AVT jako „kit szkolny" AVT-2201.

Dzwonek do drzwi o narastającej głośności (3)



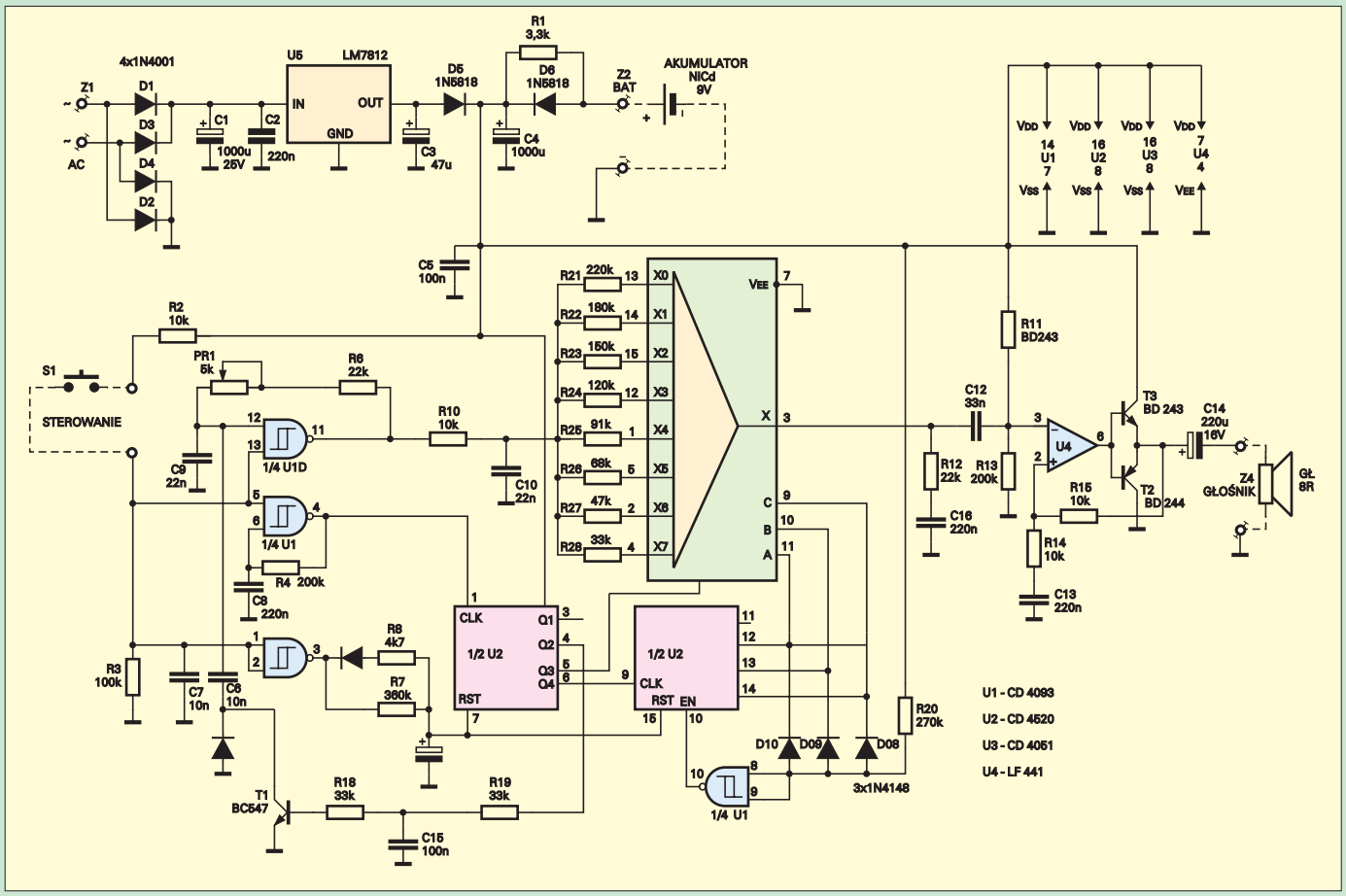
Do czego to służy?

Obserwując codzienne życie można często zaobserwować komiczną wręcz sytuację. Otóż potencjalny gość mimo kilkukrotnego użycia dzwonka nie może wywołać gospodarza z jego „kryjówki" mimo, że szereg przesłanek wskazuje że w mieszkaniu ktoś jednak jest. Winę za taki stan rzeczy ponosi oczywiście zbyt cichy dzwonek drzwiowy, który nie może przekrzyczeć pracującej pralki(zwłaszcza modelu obdarzonego przedziwną funkcją samodzielnego przemieszczania się w czasie pracy) czy też pracującego właśnie zestawu audio. Oczywiście wystarczyłby dzwonek o odpowiednio większej głośności. Jaka jednak będzie nasza pierwsza myśl, gdy w czasie czytania książki otaczającą nas ciszę rozedrze jazgot trąby rodem z pod Jerycha? Przedstawione sytuacje wskazują że dzwonek powinien dzwonić stosunkowo cicho, a dopiero wskutek braku reakcji ze strony domowników zwiększać natężenie emitowanego dźwięku. Taka koncepcja pracy legła u podstaw przedstawianej tutaj konstrukcji.

Jak to działa?

Elementem sterującym pracą jest przycisk zwierny S1 przyłączony do układu za pomocą złącza Z1. W stanie spoczynku przycisk ten jest rozwarty – na wejściach bramek U1A, U1B i U1C panuje stan niski wymuszony przez R3. Kondensator C7 ma zapobiegać przenikaniu do układu ewentualnych zakłóceń. Wracając do wspomnianych bramek: generatory zbudowane na bramkach U1D i U1B nie pracują – na ich wyjściach panuje stan wysoki. Również wysoki stan panuje na wyjściu bramki U1A co powoduje ładо-

Rys. 1. Schemat ideowy

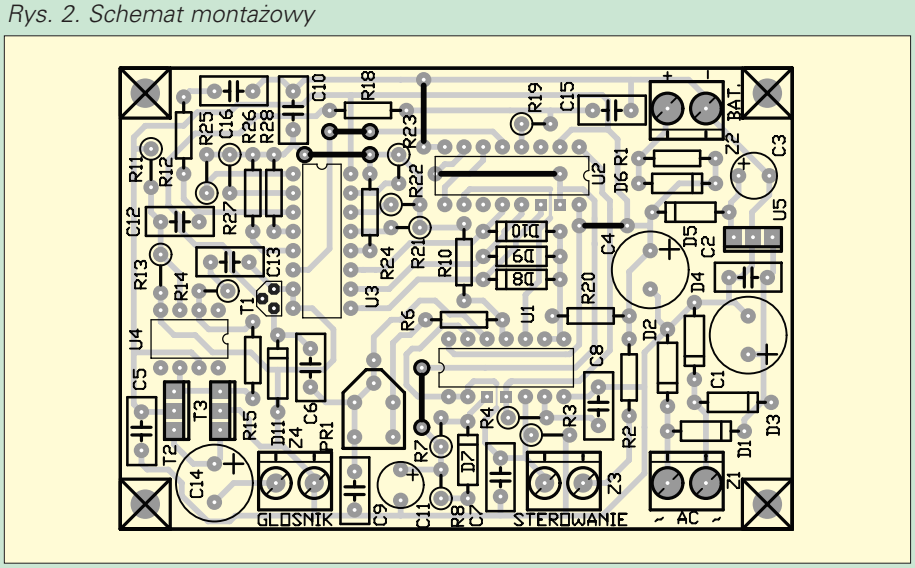


wanie poprzez R7 kondensatora C11. Napięcie występujące na kondensatorze C11 jest podawane na wejścia kasujące układu U2 – podwójnego licznika binarnego CD 4520. Napięcie to po około 20 sekundach (w przypadku całkowitego rozładowania C11) przekroczy wartość przy której nastąpi zadziałanie obwodów kasujących licznika U2. Od tego momentu można faktycznie mówić o stanie spoczynku. W tym stanie prąd pobierają: akumulatorem NiCd za pośrednictwem rezystora R1 ,U5 – LM7812, R11, R13, R20 oraz U4 – LF441. Układ został tak zaprojektowany aby wszystkie kondensatory elektrolityczne w tym stanie pracy były pod napięciem co zapobiega ich rozformowaniu. Gdy potencjalny gość naciśnie S1 nieświadomie spowoduje lawinę skutków:

– stan wysoki podany na wejściach bramek U1B i U1D odblokuje generatory zbudowane na tychże bramkach.
– na wyjściu bramki U1A pojawi się stan niski co spowoduje poprzez D7 i R8 rozładowanie kondensatora C11 umożliwiając tym samym pracę liczników zawartych w U2. Należy zauważyć że proces rozładowania C11 będzie przebiegał wielokrotnie szybciej niż ładowanie.

Generator U1B dostarcza sygnał o częstotliwości ok. 30 Hz na wejście CLK pierwszego licznika. Licznik ten dostarcza trzy dalsze sygnały niezbędne do pracy urządzenia. Pierwszy sygnał pochodzi z wyjścia Q2 i ma częstotliwość ok. 7,5 Hz. Sygnał ten za pomocą obwodu złożonego z R18, R19 i C15 steruje tranzystorem T1. Obwód T1 – D11 okresowo dołącza C6 równolegle do C9 co powoduje okresową zmianę częstotliwości generatora U1D. Generator ten generuje sygnał którym dzwonek ma informować domowników o „czającym" się za drzwiami gościu. Sygnał ten jest kształtowany przez filtr dolnoprzepustowy – R10, C10, z którego za pomocą ośmiu rezystorów jest podawany na jedno z wejść U3 – CD 4051. Ten multiplexer podaje sygnał z jednego ze swych wejść poprzez C12 na wejście nieodwracające wzmacniacza operacyjnego U4. Należy w tym miejscu zauważyć, że jeden z rezystorów R21...R28 przyłączony do aktywnego w danej chwili wejścia tworzy wraz z R12 i C16 dzielnik tłumiący sygnał docierający do U4. U4 wraz z T3 i T2 tworzy wzmacniacz mocy, obwód sprzężenia zwrotnego (R15, R14, C13) zmniejsza zniekształcenia wnoszone przez ten układ. Kondensator C14 odcina składową stałą z sygnału docierającego do głośnika GŁ1. Nie napisałem jeszcze nic o sterowaniu U3, sygnał docierający na wejście STROBE U3 powoduje okresowe blokowanie sygnału dzięki czemu dźwięk „nie wtapia" się tak bardzo w szumy otoczenia. O tym który z rezystorów tworzy z R12 i C16 dzielnik decyduje kombinacja stanów na wyjściach Q2, Q3, i Q4 drugiego licznika. Sygnał zegarowy zliczany przez ten licznik pochodzi z wyjścia Q4 pierwszego licznika. Obwód złożony z U1C, R20, D8, D9 i D10 wykrywa pojawienie się stanu 111 odpowiadającego największej głośności i blokuje działanie licznika. Osiągnięcie największej głośności wymaga ok. 8 sekund działania układu po czym natężenie dźwięku utrzymuje się na najwyższym poziomie. A co się stanie jeśli gość nie będzie stale dzwonił tylko z kilkusekundowymi przerwami? Otóż rozłączenie S1 doprowadzi do ponownego zablokowania generatorów, jednakże stany na wyjściach liczników będą zachowane aż nie nadejdzie sygnał kasujący. Moment skasowania tych liczników jest uzależniony od czasu przez jaki będzie się ładował C11. Wprawdzie proces ten rozpoczyna się wraz z momentem rozwarcia S1 ale właśnie dzięki obwodowi R7 – C11 napięcie na wejściach kasujących układu U2 osiągnie wartość umożliwiającą wykasowanie liczników dopiero po ok. 30 sekundach.

Rys. 2. Schemat montażowy



Wykaz elementów

Rezystory
R1: 3,3kΩ
R2, R10, R14, R15: 10kΩ
R3: 100kΩ
R4, R11, R13: 200kΩ
R6: 22kΩ
R7: 360kΩ
R8: 1kΩ
R18, R19, R28: 33kΩ
R20: 270kΩ
R21: 220kΩ
R22: 180kΩ
R23: 150kΩ
R24: 120kΩ
R25: 91kΩ
R26: 68kΩ
R27: 47kΩ
PR1: PR 5kΩ miniaturowy

Kondensatory
C1: 1000µF/25V
C2: 220nF
C3: 47µF/16V
C4: 1000µ/16V
C5, C15: 100nF
C6, C7: 10nF
C8, C13: 220nF
C9, C10: 22nF
C11: 100µF/16V
C12: 33nF
C14: 220µF/16V

Półprzewodniki
D1–D4: 1N4001
D5, D6: 1N5818
D7–D11: 1N4148
T1: BC547
T2: BD244
T3: BD243
U1: 4093
U2: 4520
U3: 4051
U4: LF441
U5: 7812

Pozostałe
Głośnik 4...8Ω
Trafo TS4/47
Z1–Z4: ARK2

Obwód zasilania jest klasyczny – składa się z mostka prostowniczego, stabilizatora U5 i zespołu kondensatorów. Diody D5, D6 i R1 tworzą obwód awaryjnego zasilania. Jako awaryjne źródło zasilania zastosowano akumulatorek NiCd o napięciu nominalnym 7,2 V. Zadaniem rezystora R1 jest zapewnienie przepływu stałego prądu przez akumulatorek w czasie gdy układ jest zasilany z sieci. Dzięki temu akumulator jest stale naładowany. Negatywną cechą takiego obwodu jest fakt iż znacznie niższe napięcie zasila układ w czasie pracy awaryjnej. Powoduje to wyraźną zmianę częstotliwości pracy generatorów oraz obniżenie głośności.

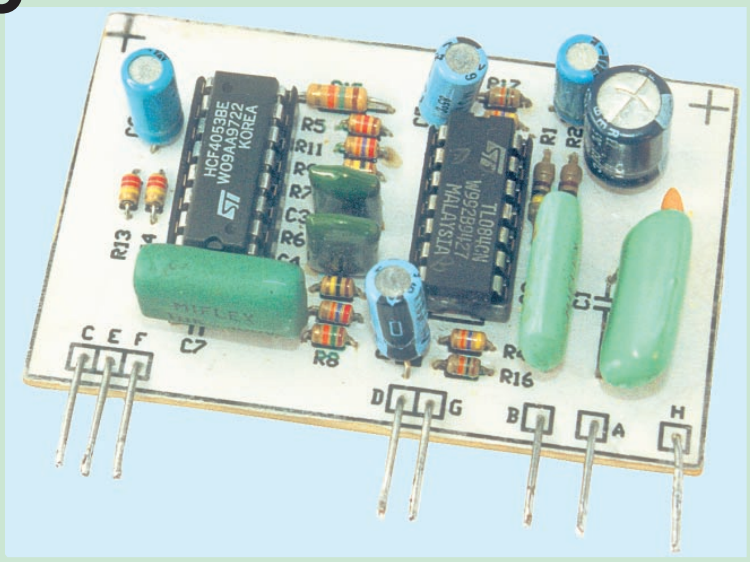
Montaż i uruchomienie

Układ prototypowy różni się w kilku szczegółach od proponowanego układu finalnego. Montaż należy rozpocząć od zworek (uwaga na zworkę umieszczoną pod U2). Następnie należy wlutować rezystory 'leżące'. Dyskusyjna jest sprawa podstawek – należałoby użyć podstawek precyzyjnych lub wcale z nich zrezygno-

wać. Kolejno należy przechodzić do diod, kondensatorów stałych, tranzystora T1, potencjometru PR1 i kondensatorów elektrolitycznych. Zwracam szczególną uwagę na sposób montażu diody D6, zamiana wyprowadzeń doprowadzi do uszkodzenia akumulatorka. W prototypie D5 i D6 były diodami Schottky'ego (niższy spadek napięcia na pracującej diodzie), w ostateczności można użyć diod 1N4001 lub podobnych. Następnie montujemy złącza ARK 2, stabilizator U5oraz rezystory 'stojące' i na końcu tranzystory T2 i T3 . Należy zwrócić uwagę na sposób i miejsce montażu tych ostatnich. W tym momencie można skontrolować działanie stabilizatora. Brak napięcia na odpowiednich wejściach układów scalonych może być spowodowane złym zamontowaniem D5. Po odłączeniu zasilania i rozładowaniu C4 przystępujemy do montażu układów scalonych. Ostatnią otwartą kwestią jest głośnik. Powinien to być głośnik o impedancji od 4 do 8 W. W prototypie użyto stary głośnik GDM 10/12 o impedancji 8W uzyskując bardzo dobry rezultat mimo że stopień „mocy" układu dostarcza mniej niż 1 W mocy. Przeprowadzono także udane próby z głośnikiem o impedancji 4W. W obu przypadkach nie stwierdzono konieczności stosowania radiatorów na tranzystorach T2 i T3. Również temperatura U5 utrzymywała się na niskim poziomie. Po zmontowaniu całego układu przystępujemy do pierwszego uruchomienia. Po zwarciu S1 powinniśmy usłyszeć modulowany dźwięk o stopniowo rosnącej głośności. Brak dźwięku może być spowodowany usterką w obwodzie sterowania, awarią wzmacniacza lub zwarciem w okolicy wejścia nr 6 U3. Brak regulacji głośności może być spowodowany odwrotnym montażem jednej z diod D8...D10. Jeśli wszystko jest w porządku układ jest gotowy do pracy. Podczas wykonywania układu nie wolno zapomnieć o bezpieczniku włączonym w szereg z pierwotnym uzwojeniem transformatora. Bezpiecznik ten powinien mieć maksymalną wartość prądu nominalnego 63 mA. Do zasilania układu proponuję transformator TS 4/47.

Grzegorz Bywalec

Procesorek audio



Do czego służy?

Jak sama nazwa wskazuje prezentowany układ przeznaczony jest do przetwarzania dźwięku.

Oto jego funkcje:

– poszerzanie bazy dźwięku stereofonicznego (SUPER–STEREO)
– podbicie niskich tonów (MEGA–BASS).

Można go zastosować w dowolnym zestawie audio. Oczywiście zestaw ten musi być stereofoniczny, najlepiej żeby współpracował z głośnikami większej mocy (P>10W). Przy głośnikach o mniejszej mocy działanie układu będzie słabo słyszalne (może występować przesterowanie). Funkcja SUPER–STEREO jest szczególnie przydatna w przypadku braku możliwości rozstawienia zestawów głośnikowych na większą odległość (np. w małym pokoju). Funkcja MEGA–BASS podbija niskie basy, co może okazać się konieczne w przypadku, gdy nasz zestaw głośnikowy rezonuje na średnich basach, (procesorek osłabia ten rezonans). Moduł ten przeznaczony więc jest do poprawy brzmienia naszego zestawu audio.

Jak to działa?

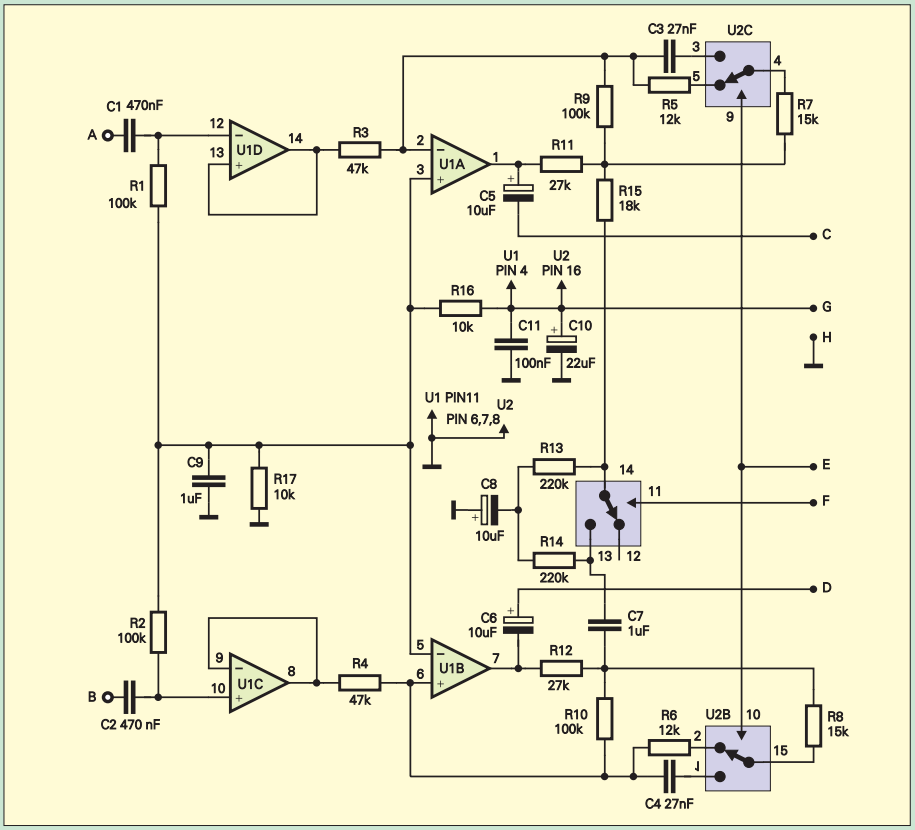
Schemat ideowy układu pokazano na **rysunku 1**.

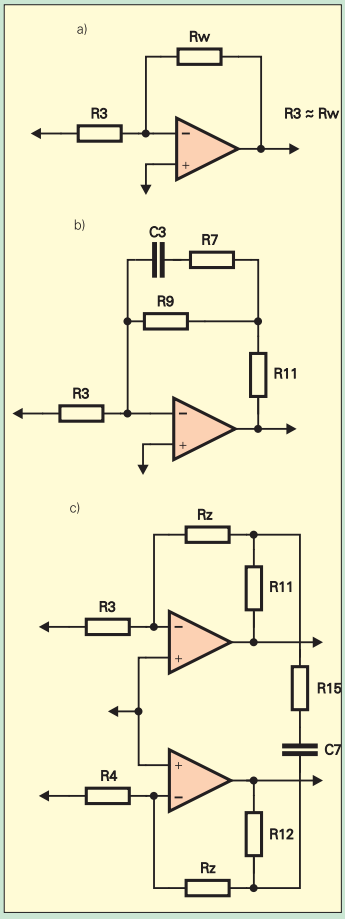
Sygnał stereofoniczny doprowadzony jest do zacisków A,B, czyli do wejścia wzmacniacza bufora (U1c,U1d,C1,C2,R1,R2), którego wzmocnienie jest równe 1. Zadaniem tego wzmacniacza jest zmniejszenie impedancji sygnału wejściowego. Elementy R16,R17,C9 wytwarzają napięcie równe Uz, potrzebne do polaryzacji wejść wzmacniaczy operacyjnych. Kondensator C9 zapobiega przedostawaniu się zakłóceń z linii zasilającej. Sygnał ze wzmacniacza bufora podany jest na wejście wzmacniacza korektora. Jest to „serce" naszego procesorka sterowane przy pomocy układu CD4053, który w swojej strukturze zawiera trzy niezależne przełączniki sterowane sygnałami logicznymi. W przypadku gdy na wejście sterujące (E,F) podamy stan logiczny niski, układ uprości się do wzmacniacza o wzmocnieniu równym ok.1 (patrz **rysunek 2a**) i nasz procesorek nie zmieni sygnału. Gdy włączymy funkcję MEGA–BASS (Stany logiczne: E=1, F=0) układ wyglądać będzie jak na **rysunku 2b**. Jest to wzmacniacz z włączonym w pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego kondensatorem (C3,C4), który tworzy filtr dolnoprzepustowy, podbijający niskie częstotliwości (basy). Na wyjściu procesorka pojawi się sygnał o większej zawartości niskich tonów. Gdy włączymy funkcję SUPER–STEREO (stany logiczne E=0, F=1) układ wyglądał będzie jak na **rysunku 2c**. Są to wzmacniacze sprzężone wzajemnie za pomocą elementów R15,C7. Dzięki temu sygnały różniące się (pojawiające się tylko w jednym kanale) wzmacniane są bardziej niż sygnały wspólne (P=L). Gdy włączymy MEGA–BASS, oraz SUPER–STEREO (Stany logiczne: E=F=1) to obydwa układy (rysunek 2b, 2c) będą pracować równocześnie. Wyjaśnienia wymaga jeszcze układ zbudowany na elementach C8,R13,R14. Jest to układ, który zapobiega charakterystycznym stukom przy przełączaniu przełącznika U2a.

Montaż i uruchomienie

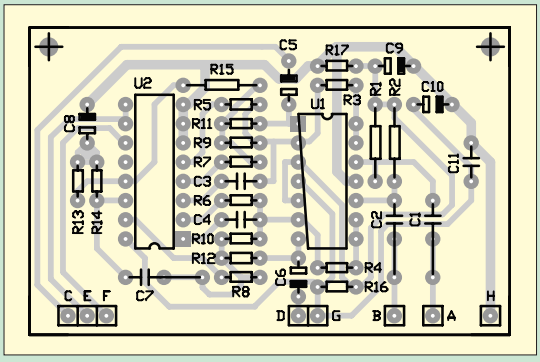
Układ montujemy na płytce drukowanej pokazanej na **rysunku 3**. Układy U1,U2 możemy zamontować w podstawkach. Gdy zmontujemy już płytkę sprawdzamy poprawność montażu (biegunowość kondensatorów elektrolitycznych, kierunek wlutowania scalaków itp.). Uruchamianie, oraz testowanie najlepiej jest przeprowadzić przy pomocy układu z **rysunku 4**. Podłączmy więc zasilanie, sygnały wejściowe, oraz ustawmy przełączniki W1,W2 w pozycji rozwartej (wyłączonej). Jeśli na wyjściu procesorka pojawi się sygnał zniekształcony to wyłączamy zasilanie i szukamy przyczyny zniekształceń. Jeśli na wyjściu występuje sygnał niezniekształcony to przystępujemy do dalszej części uruchamiana. Sprawdzamy

Rys. 1. Schemat ideowy

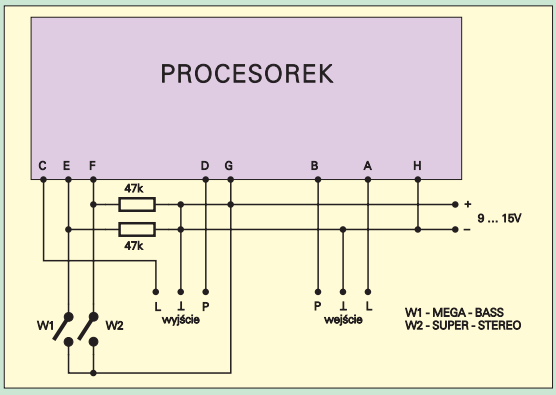




Rys. 2.



Rys. 3. Schemat montażowy



Rys. 4.

zachowanie układu po włączeniu poszczególnych funkcji procesorka. Jeśli wszystko jest O.K. możemy sobie pogratulować. Układ jest już gotowy do pracy.

Wykaz elementów

Rezystory
R1, R2, R9, R10: 100kΩ
R3, R4: 47kΩ
R5, R6: 12kΩ
R7, R8: 15kΩ
R11, R12: 27kΩ
R13, R14: 220kΩ
R15: 18kΩ
R16, R17: 10kΩ

Kondensatory
C1, C2: 470nF
C3, C4: 27nF
C5, C6, C8: 10µF/25V
C7: 1µF
C9: 1µF/25V
C10: 220µF/16V
C11: 100nF

Półprzewodniki
U1: TL084
U2: CD4053

Można także poeksperymentować z wartościami niektórych rezystorów i kondensatorów. Np. zmniejszając R18 zwiększymy poszerzenie bazy dźwięku, a zmieniając C3,C4,R8,R9,R5,R6 wpływamy na parametry funkcji MEGA–BASS. Moduł procesorka audio najlepiej jest zasilać pojedynczym napięciem stabilizowanym 9 do 15V. Można do tego celu wykorzystać stabilizator 78L09 lub 78L15. Uruchomiony moduł możemy wykonać jako przystawkę lub wmontować go do wzmacniacza. Sygnał wejściowy powinien mieć wartość rzędu kilkuset mV.

Ryszard Korczyk

Dzwonek 1 (c.d. ze str. 58)

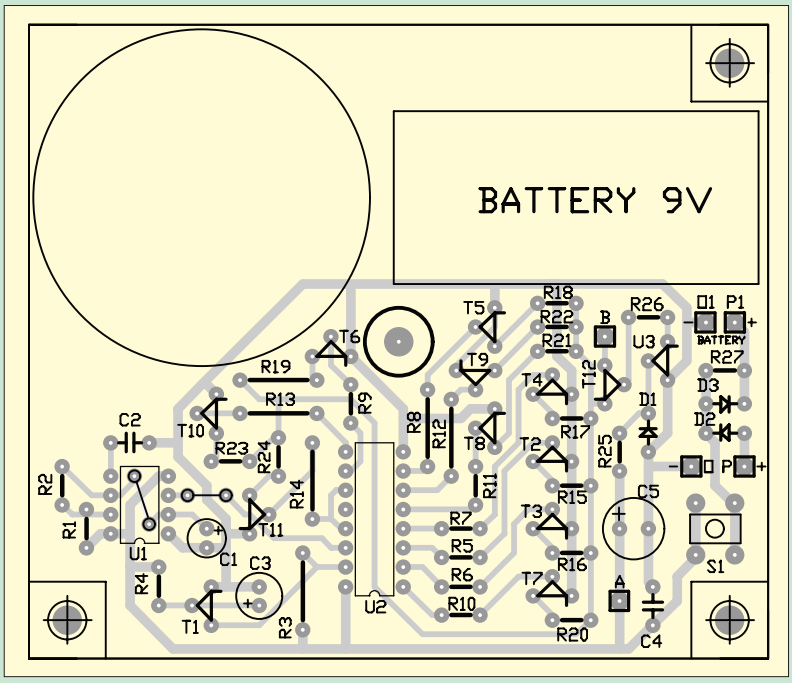
W miarę zliczania impulsów przez licznik siła dźwięku zwiększa się i przyjmuje największą wartość dla dziesiątego impulsu. Pomimo pojawiania się impulsów na wejściu zegarowym układ nie reaguje na nie, a dzieje się to za sprawą końcówki 13 (zabronienie liczenia), która jest podłączona do ostatniego z wyjść układu 4017.

Montaż i uruchomienie

Montaż układu rozpoczynamy od wlutowania dwóch zwór. Potem montaż jest już klasyczny. Oczywiście pamiętamy o tym, że na końcu montujemy układy scalone. Po zmontowaniu układ działa od razu poprawnie. Ewentualnie można dobrać we własnym zakresie wartości rezystorów R15-R24, aby uzyskać optymalny zakres regulacji siły dźwięku.

Paweł Niedźwiedzki

Rys. 2. Schemat montażowy



Wykaz elementów

Rezystory
R1: 4,7kΩ
R2,R4: 100kΩ
R3,R5-R14,R26,R27: 10kΩ
R15: 2,2kΩ
R16: 1,8kΩ
R17: 1,5kΩ
R18: 1,2kΩ
R19,R25: 1kΩ
R20: 680Ω
R21: 390Ω
R22: 220Ω
R23: 100Ω
R24: zwora

Kondensatory
C1: 4,7µF/16V
C2: 100nF
C3: 100µF/16V
C4: 100nF ceramiczny
C5: 470µF/16V

Półprzewodniki
D1: Dioda Zenera 1,5V do 3,9V (w modelu 3,9V)
D2,D3: 1N4148
T1-T12: NPN np.BC548B
U1: NE555
U2: 4017
U3: UM66

Pozostałe
GL: słuchawka telefoniczna W-66
S1: przycisk dzwonka

Płytka drukowana zaprojektowana została w AVT i pasuje do obudowy KM-42.

TELEWIZJA

Telewizja. Chociaż dzisiaj brak telewizora wydaje się rzeczą niepojętą, był taki czas kiedy jego braku nie zauważano, i to z bardzo prostego powodu. Nikt telewizora jeszcze nie skonstruował. Nikt nie wiedział, że czegoś mu brakuje. Potem telewizor wymyślono i dzisiaj już wiemy, czego nam brakuje. A brakuje nam też czasu, na wykonanie tego, czego nie zdążyliśmy zrobić pleśniejąc w fotelu przed telewizorem. I chyba dlatego, że twórcy tego wynalazku bali się o swoją skórę, i o to że dostaną ścierką po plecach za zabieranie młodzieży czasu na naukę, nie zostawili po sobie takiej dokumentacji jak wynalazca radia Marconi. Co prawda opierali się dokładnie na tych samych prawach fizyki i elektrotechniki co on, jednak trudniej jest dotrzeć do udokumentowanych informacji o pierwszych transmisjach telewizyjnych. Bo radiowe to pestka. Sam widziałem zdjęcie notatnika Guglielmo Marconiego z zapisanymi pod datą 12 grudnia 1901 r. informacjami o odebranych sygnałach radiowych. Między nami mówiąc, to Naczelny strasznie mnie męczył, chcąc wydusić ze mnie wiadomość kto telewizję wymyślił, a jeszcze lepiej abym przyznał się, że to ja telewizor wymyśliłem. Stawiłem mu odpór i się nie przyznałem.

To nie ja.

To rosyjski uczony Borys Rosing. To on. To on wpadł na pomysł, że jeżeli wykorzysta się elektronową lampę katodową, wynalezioną w 1897 roku przez niemieckiego fizyka Karla Brauna, to można uzyskać obraz. A ściślej rzecz ujmując, jeżeli wykorzysta się światło rzucane przez tę lampę na ekran. Rok później inny uczony o nazwisku Campbell-Swinton stwierdził, że taka lampa jest uniwersalna. Można ją stosować jako element przetwornika jak i odbiornika obrazu. Prace nad przesyłaniem obrazu trwały na wielu płaszczyznach i różne pomysły wcielano w życie. Odrobina czasu minęła od opublikowanego przez Campbella-Swintona pomysłu wykorzystania lampy, i w roku 1926 pewien uczony Szkot, John Logie Baird, pracujący nad zupełnie innym, bo mechanicznym sposobem składania i analizy obrazu, zaprezentował członkom Royal Institution swoje urządzenie. I ono działało. Szkoci, jak wiesz Czytelniku, są narodem oszczędnym, w związku z tym, aby nie dawać pieniędzy za występ innym ludziom, nasz John Logie Baird podczas pokazu występował z lalką. Poważnie. Występował z lalką i udawał, że to ona do niego mówi. Taka lalka-brzuchomówca. Honorarium za pogaduszki pewnie zatrzymał dla siebie. Ale nic to. W końcu, dzięki między innymi i jego pracy, dzisiaj możemy oglądać w akcji innych bohaterów małego ekranu. No, ale wróćmy do lat dwudziestych naszego wieku. W tych to latach, Baird pracowicie spędza czas nad swoimi badaniami, które doprowadzają do tego, że w 1929 roku z nadajników BBC może przesłać pierwsze obrazy telewizyjne. A pierwsze telewizory Anglicy mogli sobie kupić w rok później. To działo się u potomków Francisa Drake'a. Ale prace nad przesyłaniem obrazów trwały nie tylko na wyspach Brytanii. W Ameryce, uczeń wspomnianego już Borysa Rosinga, opracował lampę zajmującą się przetwarzaniem obrazu w sygnał elektroniczny, którą nazwał ikonoskopem. Ten uczeń nazywał się Władimir Zworykin i potwierdził swą pracą słuszność wysnutego 15 lat wcześniej przez Campbella-Swintona wniosku o wykorzystaniu lampy katodowej do przesyłania obrazu. Generalnie rzecz ujmując, to Rosjanie, lub osoby pochodzące z Rosji, mają olbrzymi udział w stworzeniu telewizji. Twierdzenie to bronić można argumentem, że następny z nich, emigrant Isaac Shoenberg, pracując w angielskiej firmie EMI zbudował podobne w pomyśle do lampy Zworykina urządzenie, które nazwał emitronem. Tak więc mieliśmy u progu ery telewizji dwa działające pomysły. Opierający się na mechanicznym sposobie analizy i składania obrazu pomysł Johna Logie Bairda, oraz wykorzystujący elektroniczny sposób analizy i składania obrazu, pomysł naszych... hm.. rosyjskich znajomych. Istniejąca już wtedy firma Marconi Company połączyła się z EMI, która nie ustawała w wysiłkach przy pracy nad wizją. Dzięki fuzji tych dwóch przedsiębiorstw, został opracowany system obrazu wysokiej rozdzielczości. A że nic jeszcze nie było w tym czasie przesądzone, więc opierający się na rozdzielczości 240 linii system Bairda jak i ten stworzony przez EMI-Marconi były testowane jako rozwiązania alternatywne. Okazało się jednak, że urządzenia Bairda są zawodne a jakość uzyskiwanego obrazu była bardzo niska w porównaniu z efektami uzyskiwanymi przez urządzenia EMI-Marconi. Szala zwycięstwa przechyliła się na stronę systemu reprezentowanego przez tę firmę i w 1937 roku przyjęto system opracowany w EMI-Marconi. Należałoby tutaj dodać z historycznego obowiązku, że w Niemczech pierwsze transmisje telewizyjne nadane zostały w marcu 1935 roku z rozdzielczością 180 linii. Niemcy wykorzystywali kamery mechaniczne, a program nadawany był nieprzerwanie przez trzy dni w tygodniu, aż do zbombardowania przez aliantów urządzeń telewizyjnych w 1943 roku. W Anglii stosowano system wysokiej rozdzielczości a pierwsza oficjalna transmisja odbyła się 2 listopada 1936 roku. Chociaż to w Ameryce pracował w latach dwudziestych, znany ci już Czytelniku, Władymir Zworykin i wymyślał podstawy urządzeń telewizyjnych, to ze względu na trudności natury prawnej, Ameryka pozostała w tyle, jeżeli chodzi o stacje nadawcze i programy telewizyjne. Niemniej jednak, udało się rozwiązać kłopoty ochrony patentowej, finansowania i inne z tym związane na tyle, by 30 kwietnia 1939 roku, w dniu otwarcia Wystawy Światowej w Nowym Jorku uruchomić telewizję amerykańską. Kiedy wrócimy na nasze, polskie podwórko to okaże się, że Polska wcale nie była do tyłu przy wprowadzaniu telewizji. Prace nad jej uruchomieniem zostały zapoczątkowane w 1935 roku a zakończone w 1937. Potem niestety nastąpiła wojna i przerwane przez nią prace wznowiono w 1947 roku, by pierwszy program telewizyjny nadać 25 października 1952 roku. Te pierwsze programy trwały pół godziny i nadawano je raz w tygodniu. Po wybudowaniu Pałacu Kultury i Nauki, znajdujący się tam nadajnik telewizyjny od 1956 roku znalazł codzienne zajęcie, pracowicie emitując do naszych mieszkań wiadomości codzienne i wydarzenia kulturalne.

Tak wygląda historia telewizji. Medium, dzięki któremu mogliśmy być w lipcu 1969 roku razem z pierwszymi ludźmi na Księżycu, niedawno razem z sondą kosmiczną na Marsie oraz dzięki któremu jesteśmy bliżej wydarzeń, otaczających nas ludzi i zwierząt.

No, dobrze, ale jak się domyślam, to chcesz mnie zapytać jak działa ta telewizja i co to jest?

W porządku, już odpowiadam. Telewizja działa prosto i to jest obraz i dźwięk w jednym.

Taki „Vidal-Sasoon" albo „Wash and Go". Jasne?

Nie do końca?

No dobrze, to wróćmy do radia.

Radio to taka skrzyneczka przypominająca pudełko do butów, i to pudełko do butów gra, pamiętasz? No, właśnie. Ta telewizja to takie samo pudełko do butów, co to gra i jeszcze w dodatku widać buty tego co gra, bo ma dziurę, czyli ekran. Proste? Chyba jednak nie.

Jedna z moich znajomych, osoba w „średnim" wieku, nigdy nie pozwoli sobie przejść w nocnej koszuli (nie mówiąc już o głębszym negliżu) przy włączonym telewizorze, bo „oni" mogliby ją zobaczyć. Do dziś ma niejasne przeczucie, że ci z ekranu jednak ją obserwują, bo czasami spiker czy komentator patrzy jej prosto w oczy i tak jakoś się dziwnie do niej uśmiecha... I skąd wiedzą, że ogląda telewizję i to właśnie ten program, gdy mówią: oglądacie państwo nasz program... Skąd wiedzą, że ogląda?

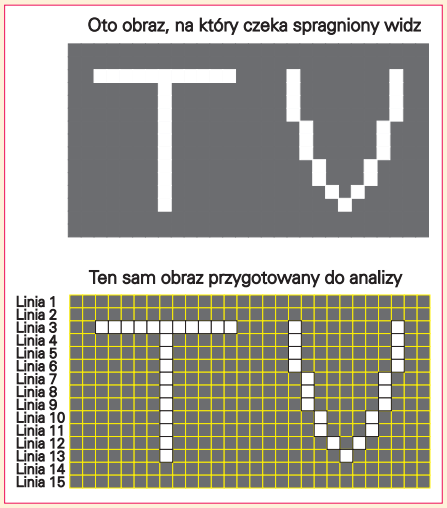
A może to jakieś czary? Dziadek mojego kolegi (97lat) ma nawet w telewizji znajomych. W niedzielę mówią do niego, kiwają do niego ręką. A ten facet z brodą, co to pokazuje te śmieszne kawałki filmów, nawet coś do dziadka mówił czy o coś pytał, ale dziadek z racji swego wieku jest trochę przygłuchy i nie bardzo zrozumiał, o co tamtemu chodziło. Wtedy ten facet zawołał jakąś kobietę, i ta coś do dziadka mówiła. Ale i wtedy dziadek nie bardzo zrozumiał, co chciała. W każdym razie coś do niego mówili i o coś pytali. Tylko skąd wiedzieli, że to właśnie on mógłby im dużo opowiedzieć, bo przecież był zesłany na Sybir za Workutę, potem był w armii Andersa, walczył pod Monte Cassino...

To jak to jest? Czy ci z telewizji widzą moją znajomą? Czy wiedzą, kiedy włączyła odbiornik? Czy widzą dziadka oglądającego „Śmiechu warte"?

Powoli. Na pytanie co to jest telewizja, można znaleźć odpowiedź w założeniach, jakie musi spełniać jako jedna z dziedzin telekomunikacji. Bo telewizja, to wystaw waść sobie – telekomunikacja. Otóż do zajęć telewizji należy odbieranie, ... zaraz, zaraz, może zacznijmy od początku: najpierw nadawanie, przesyłanie, odbieranie (odtwarzanie) obrazów zarejestrowanych na taśmie filmowej, magnetycznej albo i całkiem na żywo. Obraz musi być nadawany z głosem, a kiedy mówca nie ma nic ważnego do powiedzenia, to można i bez głosu. Nikt płakał nie będzie.

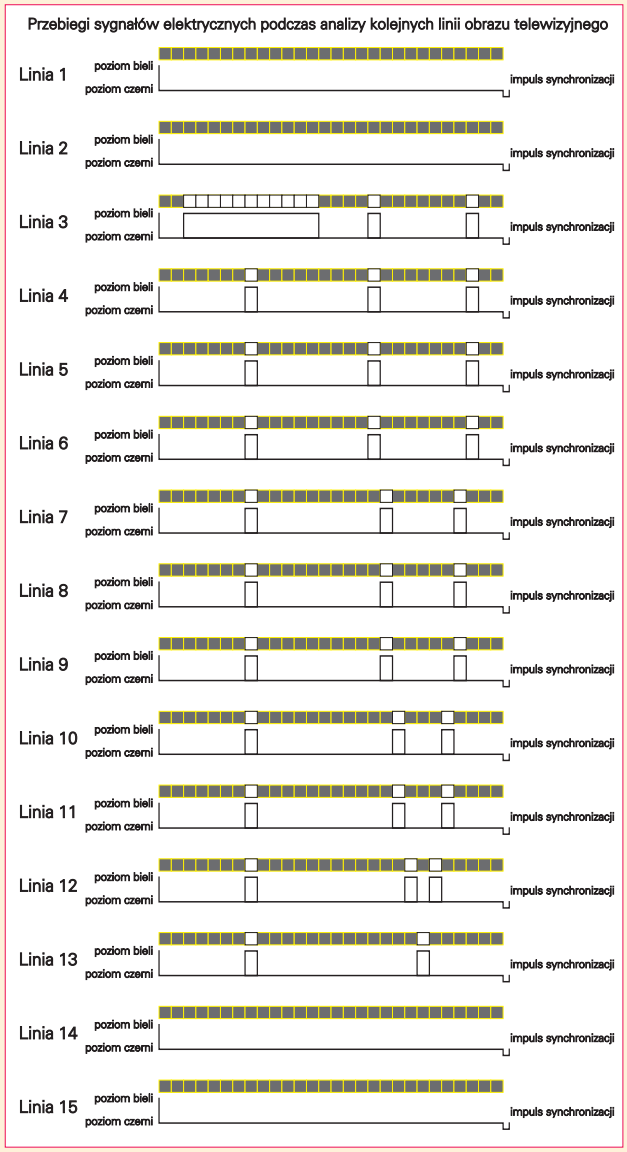
Ten obraz, w zależności od tego jak wygląda, to się specjalnie nazywa. Jak jest czarno-biały, to się nazywa **monochromatyczny** – mamy wtedy do czynienia z telewizją monochromatyczną. Kiedy pyszni się wszystkimi barwami tęczy, mamy do czynienia z telewizją kolorową. Ale abyś mógł młody telewidzu oglądać obrazy czarno-białe albo i nawet kolorowe, to telewizja, a w zasadzie ci co ją wymyślili, musieli uwzględnić przy tym wymyślaniu coś, co wszyscy mamy. A mamy do oglądania tego co się wokół nas dzieje – oczy. Telewizja i to co się z nią wiąże, bardzo chytrze wykorzystuje pewne właściwości oka ludzkiego i te oczy... oszukuje. Dokładnie rzecz ujmując, wykorzystuje dwie właściwości oka. Jako pierwszą właściwość, wykorzystuje ograniczoną zdolność rozdzielczą wzroku, a więc zdolność rozróżniania szczegółów. Cóż to takiego? Rzuć okiem na przykład. Gdy np. powiększysz zdjęcie z czarno-białej gazety do sporych rozmiarów (np. korzystając z silnej lupy), to przekonasz się, że zamieszczone tam fotografie składają się z ogromnej liczby kropek – punktów. A te punkty, z których składa się obraz, różnią się między sobą jaskrawością w zakresie od bieli do czerni. Kiedy teraz spojrzysz na takie zdjęcie z dalszej odległości, to wszystkie punkty zleją się i ułożą się w treść obrazu. Obraz telewizyjny też składa się właśnie z takich punktów i im ich jest więcej, tym ostrzejszy i wyraźniejszy jest obraz.

Drugą cechą naszego wzroku jest bezwładność. Jest to zjawisko utrwalenia na krótki czas dostrzeżonego obrazu. Nasze oko niejako zapamiętuje obraz na około 1/10 s, i jeżeli w tym czasie zostanie zmieniony na następny, to przy szybkiej zmianie szeregu takich nieruchomych obrazów różniących się między sobą fazą ruchu, zaobserwujemy płynny ruch a nie pojedyncze obrazy. Mam nadzieję, że nie przedstawiłem tego zbyt zawile. Jest to również zasada wykorzystywana w kinie, gdzie ruchomy obraz powstaje z szeregu klatek wyświetlanych kolejno na ekranie (24 klatki na sekundę). W każdym razie, tu tkwi cały sekret ruchomych obrazów. Ale w kinie jest łatwiej, bo w danej chwili na ekran wyświetlana jest cała klatka – jeden cały obraz. W telewizji jest trudniej. Nie można ot tak, za jednym zamachem wyświetlić na ekranie całego obrazu. Trzeba go wyświetlić, ale pewnym sposobem. Otóż należy nadawany obraz podzielić na jak najmniejsze elementy czyli punkty, zachowując oczywiście kolejność ich występowania w nadawanym obrazie, przesłać te punkty (uważaj!) **kolejno** i poskładać to wszystko z powrotem w odbiorniku i to najlepiej kilkadziesiąt razy w ciągu sekundy. Abyś mógł ten rozebrany na elementy obraz zobaczyć i wiadomości poukładać w głowie popatrz teraz na **rysunek 1**.



Rys. 1.

W tym przypadku chcemy przesłać treść obrazu, na który składają się dwie jasne litery na czarnym tle. W tym celu, zgodnie z tym co już przeczytałeś, obraz musi zostać podzielony na szereg punktów i składających się z tych punktów linii. Dla ułatwienia masz to jak na dłoni przedstawione na rysunku. Spotkałeś już to określenie – „linia", kilka chwil temu przy okazji historycznego rysu telewizji. Teraz uważaj, bo mam trudne telewizyjne słowo. **Luminancja**. Jest to jaskrawość tych punktów, które pracowicie składają się na oglądany na ekranie obraz. Za chwilę dowiesz się jakie to ważne, by tych linii było dużo. Każda z (poziomych) linii składa się z szeregu punktów o różnym stopniu jaskrawości, czyli różnej luminancji. Podczas analizy obrazu każdy z punktów z każdej kolejnej linii zostaje zamieniony na sygnał elektryczny, którego amplituda (chwilowe napięcie) jest proporcjonalna do jego jaskrawości. Większe napięcie – jaśniejszy punkt. Następny, **rysunek 2** przedstawia obraz naszych przykładowych literek rozebrany na linie i punkty, oraz sygnały elektryczne, uzyskane przy analizie tego obrazu. Jak widzisz, sygnał ma tu tylko dwie skrajne wartości, gdyż obraz jest czarno-biały, bez pośrednich odcieni szarości. Kolorowi szaremu, w zależności od odcienia, odpowiadają napięcia pośrednie, między poziomem (napięciem) bieli i poziomem czerni.



Rys. 2.

Ten rysunek, w powiązaniu z wcześniejszym, pokazuje jak ważna jest liczba linii, na które dzielony jest obraz. Jak sam widzisz, im więcej linii, tym ostrzejszy, wyraźniejszy i bogatszy w szczegóły jest przekaz.

Lecimy dalej.

W związku z tym, że zapamiętany przez oko obraz pozostaje na siatkówce, jak już wiesz, przez ok. 1/10 sekundy, więc aby został zachowany ruch dający wrażenie płynności, taki obraz musi zostać kilkudziesięciokrotnie w ciągu tej sekundy analizowany i nadany, a potem odtworzony. Takie wymaganie przy rozkładaniu i przy odtwarzaniu obrazu, to jedna z wielu rzeczy, które składają się na tzw. standard telewizyjny. Zajmijmy się zatem informacjami, które niezbędne są do określenia tego standardu. Do wymagań tych, oprócz kilkakrotnie już wspominanej liczby linii, należy format obrazu oraz liczba obrazów, które muszą być nadane w ciągu sekundy, aby zachować wrażenie ciągłego ruchu. Zgodnie z przyjętym u nas w Polsce standardem telewizyjnym, analizowany obraz składa się 625 linii, w ciągu sekundy oglądasz 50 obrazów (jak się je liczy naprawdę, za chwilę się dowiesz), a ustalony format obrazu to 4:3 (szerokość:wysokość). To są podstawowe wymagania, aby można było nadawany obraz odtworzyć u ciebie w domu. Te 625 linii i 50 obrazów występują zarówno po stronie nadawczej jak i odbiorczej, i kiedy to sobie wyraźnie uzmysłowimy to, jako osoby myślące, zaczyna nas gnębić następujący problem.

Co? Jak to? Jeszcze nic cię nie gnębi?

To uważaj, bo zaraz zacznie. W każdym razie innych gnębi następujące pytanie: jak spowodować kolejne odczytywanie linii i punktów, żeby nic się tu nie pomyliło i nie namieszało? Żeby analizowanie zaczynało się na początku pierwszej linii a kończyło na końcu ostatniej i żeby w telewizorze odtwarzanie obrazu, czyli rysowanie na ekranie, również zaczynało się na początku pierwszej linii a kończyło na ostatniej. Trzeba jakoś przesyłane informacje synchronizować. A czy widziałeś na rysunku 2, że każdy sygnał kończy się małym „zadziorkiem" – tak zwanym impulsem synchronizacji linii? Na pewno widziałeś.

Komu i po co to potrzebne? Już tłumaczę.

Aby odczytywane po kolei punkty nie pomieszały się jak groch z kapustą, na końcu każdej linii musi znajdować się sygnał synchronizacji, tzw. impuls synchronizacji linii, a kiedy w szale analizowania obrazu obejrzymy już wszystkie punkty w liniach i dojdziemy do ostatniej, to znajdziemy na końcu ostatniej linii sygnał nazwany impulsem synchronizacji obrazu. Gdyby zabrakło tych impulsów synchronizacji, na ekranie powstałby taki galimatias, że wszyscy współcześni malarze poszliby się utopić z bezgranicznej rozpaczy, że bezduszna technika robi większe zamieszanie w barwnych plamach niż oni. No, ale ratujmy życie malarzy i wracajmy do techniki telewizyjnej.

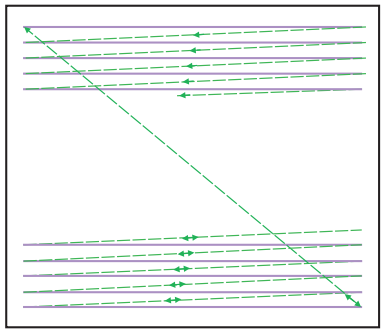
Już czytałeś przed chwilką o impulsach synchronizacji, a więc wniosek z tego, że muszą być jakieś generatory tych impulsów, aby przypilnować tych linii i obrazów. I wyobraź sobie są, i nieco dalej jeszcze do tych generatorów wrócimy. Na razie pozostańmy przy tym co widać, albo co chcemy, żeby było widać. Mówiliśmy o kolejnym odczytywaniu linii i jej elementów, czyli szczegółów obrazu. Pamiętaj, że najpierw cały obraz jest rozkładany na elementy (punkty). Potem każdemu punktowi zostaje przypisana jakaś wartość napięcia, świadcząca o jego jaskrawości. Do tego dokładane są jakieś tam impulsy synchronizacji i całość jest wysyłana do ciebie. Tu obraz jest składany z powrotem, co obserwujesz na ekranie telewizora.

W telewizorze masz lampę kineskopową. Obraz powstaje przy pomocy wiązki elektronów, która trafia w ekran, powodując świecenie (uważaj) tylko jednego punktu. Aby jedna wiązka elektronów narysowała obraz na ekranie, jest prowadzona jak po sznurku po tych liniach, o których już wspomniałem. Dokładnie tak, jak twój wzrok, kiedy czytasz ten tekst. Widok końca linii tekstu daje ci znać, że masz przenieść wzrok linijkę niżej lub na następną stronę. Dokładnie tak samo dzieje się z wiązką elektronów. Po narysowaniu jednej linii, gdy pojawi się ten impuls synchronizacji, wiązka powraca na początek następnej linii, a plamka świetlna rysująca obraz jest wtedy wygaszona. Kolejne linie są przesuwane w pionie o odpowiedni mały odcineczek.

Nad ruchem plamki po ekranie czuwa kawałek urządzenia telewizyjnego, który zajmuje się odchylaniem wiązki elektronów w pionie i poziomie. Czuwa, by wiązka elektronów została odchylona w poziomie, aby rysować poszczególne punkty tych linii, oraz w pionie, aby rysować kolejne linie obrazu. Mało tego, wygasza tę wiązkę w czasie powrotu z końca na początek następnej linii, abyś nie widział żadnych śmieci na ekranie. Do tego służą układy odchylania pionowego, poziomego oraz obwody wygaszania. Też do nich dojdziemy w następnej wyprawie do wnętrza telewizora.

Ale pozostańmy jeszcze przez siedem chwil przy analizie obrazu. Zwróć zatem uwagę na rysunek 3.

Widzimy tutaj zasadę wybierania kolejnoliniowego. Linią przerywaną oznaczyłem powrotny bieg strumienia wybierającego (to jest właśnie nasze wygaszanie powrotów). W chwili zakończenia analizy pierwszej linii, wytwarzany jest impuls, który mówi, że to już jest jej koniec i nic więcej strumień elektronów dalej nie znajdzie i niech się nie wygłupia, tylko śmiga na początek następnej. Zostaje urucho-



WYBIERANIE KOLEJNOLINIOWE

Rys. 3.

miona procedura wygaszania powracającej wiązki elektronów i ten sam impuls powoduje, że wiązka, tak jak to przed momentem przeczytałeś, ustawiana jest na początku następnej linii. I tak dalej, i tak dalej, 625 razy, aż do końca ostatniej, kiedy to impuls z końca ostatniej linii rzuca w wir pracy strumień elektronów od początku. Jeden cykl odchylania pionowego przypada na 625 linii poziomych. Można zadać sobie pytanie: ile powinno być tych cykli odchylania pionowego w ciągu sekundy? Oko zapamiętuje obraz, jak już wcześniej dwa razy zdążyłem powiedzieć, przez 1/10 sekundy, więc teoretycznie powinno tych cykli być 10. Jak myślisz, starczy? Ale czy uwzględniłeś młody człowieku swoje oczy i to, że nimi ruszasz, a nawet wtedy, gdy skupisz uwagę w jednym miejscu, to niezależnie od wszystkiego mrugasz? Efekt stroboskopowy, który wtedy powstaje, spowodowałby „zamrożenie" treści oglądanego obrazu na króciutką chwilę, po której nastąpiłaby normalna projekcja. Ale „skok" już byś zauważył.

Nie czujesz jeszcze tego efektu stroboskopowego? No to zrobimy eksperyment.

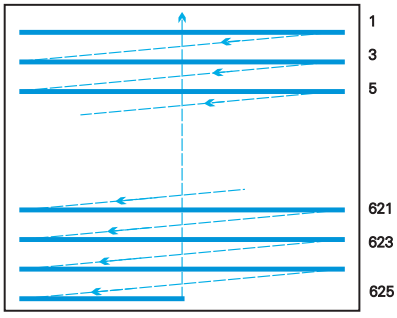
Jeżeli masz w tej chwili włączony odbiornik telewizyjny, to machnij przed ekranem dłonią z rozchylonymi palcami. Jak wygląda twoja dłoń? Teraz widzisz? Gdyby tych obrazów było 10 miałbyś podobny efekt ale bez udziału własnych palców.

Można oglądać taki obraz? Nie, nie można!

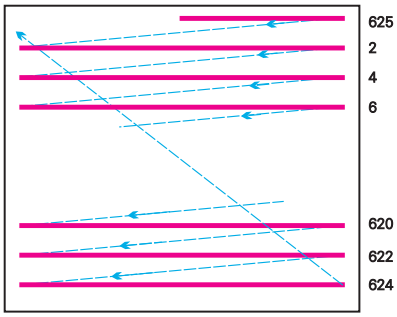
Po prostu, jeżeli tych nadawanych obrazów będzie za mało, pojawi się problem „mrugania" obrazu, który, na przykład przy projekcji normalnej taśmy filmowej, jest eliminowany przez dwukrotne rzucenie na ekran obrazu tej samej klatki. Umożliwia to specjalna konstrukcja migawki projektora. Wzorem z taśm filmowych, które są odtwarzane z prędkością 24 klatek na sekundę, posłużono się przy uruchamianiu telewizji. Ale, że telewizja jest nowocześniejsza niż taśma filmowa ,to dodano 1 cykl więcej. Zastosujmy więc i w naszych rozważaniach 25 takich cykli. Wybieranie kolejnoliniowe z częstotliwością 25 obrazów na sekundę jednak ma pewną wadę. Na skutek migotania obrazu, dłuższe oglądanie jest męczące. Pamiętasz co zastosowano w kinie, aby oglądanie filmu nikogo nie męczyło? W telewizji też skorzystano z tego sposobu. W celu wyeliminowania tej niedogodności, zwiększono częstotliwość projekcji do 50 w ciągu sekundy. Osiągnięto to przez dwukrotne powtarzanie tej samej treści. Jak to zrobiono? Bardzo prosto. Obraz na ekranie najpierw tworzony jest przy pomocy linii nieparzystych a potem parzystych. Naukowo rzecz ujmując, wygląda to tak, że obraz został rozłożony na dwa półobrazy składające się z 312,5 linii. W ciągu sekundy nadawane jest zatem precyzyjnie rzecz ujmując 50 półobrazów, nic nam zatem w oczach nie skacze, a i rozdzielczość jest zachowana, gdyż liczba linii pozostaje nie zmieniona. Zerknij na **rysunek 4**, który przybliży ci to, o czym przed chwilą czytałeś.

Rozgrzaliśmy się tymi 50 półobrazami, które nam pracowicie tworzą stabilny wi-

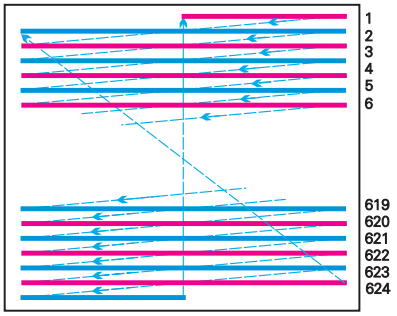
Rys. 4.



WYBIERANIE LINII NIEPARZYSTYCH



WYBIERANIE LINII PARZYSTYCH



OBRAZ ZŁOŻONY Z OBU RODZAJÓW LINII NIEPARZYSTYCH I PARZYSTYCH

dok, zatem nadszedł już czas, aby rozpocząć zajęcia z matmy.

Stój!

Nie uciekaj!

To ja będę liczył, a ty czytaj sobie spokojnie dalej, gdyż nie będzie to zbyt trudne. Na pewno spotkałeś się już w swoim życiu elektronika, z określeniem „szerokość pasma". To wcale nie jest takie trudne. Wcześniej mówiłem ci, że różnym poziomom jasności (od czerni do bieli) odpowiadają jakieś wartości napięcia. Proste! Problem tylko w tym, że plamka lata jak wściekła po ekranie i w każdym momencie o jej jasności decyduje chwilowa wartość napięcia. Jeśli plamka biega bardzo szybko (a tak jest w istocie), to bardzo szybko musi się też zmieniać chwilowe napięcie decydujące o jej jasności. I właśnie ta wymagana szybkość zmian napięcia jest nieodłącznie związana z pasmem. Czym szersze pasmo, tym szybciej może się zmieniać napięcie.

Zajmiemy się teraz szerokością pasma telewizyjnego. A więc takim zakresem częstotliwości, w którym muszą się znaleźć wszystkie informacje dotyczące szczegółów znajdowanych w liniach. I żeby można to było czytelnie nadać i czytelnie odtworzyć. W związku z tym, że telewizja czarno-biała była prekursorem, więc rzecz dotyczyć będzie matematyki tej telewizji. Zdradzę ci tajemnicę, że szerokość pasma telewizyjnego zależy od:

– liczby pełnych obrazów na sekundę,
– stosunku szerokości obrazu do jego wysokości,
– liczby linii podniesionej do kwadratu.

Kiedy to wszystko zapiszemy matematycznie, będzie to wyglądało tak:

$$25\times(4:3)\times(625\times625) = 13\ 020\ 833{,}33$$

Dla ułatwienia zaokrąglono wynik do liczby 13 000 000. Uważaj teraz. Mniej więcej tyle pojedynczych punktów trzeba pracowicie wyświetlić na ekranie odbiornika w ciągu każdej sekundy! Ponieważ w najgorszym z możliwych przypadków punkty mogą być na przemian czarne i białe, więc częstotliwość zmian w sygnale wizyjnym jest mniejsza o połowę, a więc o 6 500 000. Zatem szerokość pasma sygnału wizyjnego nie chce być inna i wynosi: 6,5 MHz.

Skoro już się rozgrzaliśmy szerokością pasma, to policzmy częstotliwość odchylania poziomego. Pamiętasz? Dzięki tej częstotliwości będziemy mogli odchylać w poziomie wiązkę elektronów. Znajdziemy tę częstotliwość jeżeli liczbę pełnych obrazów na sekundę przemnożymy przez liczbę linii. W ukochanej przez ciebie matematyce wygląda to tak:

$$25\times625 = 15625\ \text{Hz}$$

Teraz można już obliczyć czas potrzebny do analizy jednej linii. Ta wartość oznaczana jest literą H (horizontal) i wynosi:

H = 1/15625Hz = 64µs

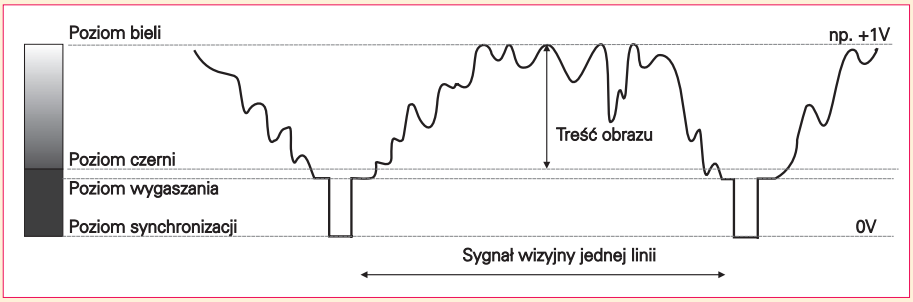
Częstotliwość odchylania pionowego wychlapałem wcześniej i wynosi ona jak pamiętasz... dobrze, zgadza się, 50Hz.

Dzięki tej wiedzy można już obliczyć czas trwania jednego półobrazu. Tę wartość oznacza się literą V (vertical) i wynosi ona:

V = 1/50Hz = 20ms.

Zmęczyłeś się tą matmą? Nie? No to w porządku.

Popatrz teraz na **rysunek 5**. Znajdziesz na nim sygnał wizyjny jednej linii.



Rys. 5.

Podstawowe założenia dotyczące telewizji już sobie, mam nadzieję, przyswoiłeś. Dodam tylko gwoli przypomnienia, że dotyczyły, w chwili ich powstania, telewizji czarno-białej. Ale od czasów telewizji monochromatycznej czas pomknął cichym lotem naprzód, i teraz cieszymy oczy programem nadawanym w kolorze. Usiądź zatem wygodnie, bo skupimy się teraz nad zasadami telewizji kolorowej. Zacznijmy od praw optyki, bo od nich zaczęli ci, którzy kolor do telewizji wprowadzili. Teraz uwaga, bo trzeba ździebko wysilić rozum i pamięć do pracy zaprząc, przez przyswojenie sobie kilku podstawowych definicji dotyczących oglądactwa. Oto ona, ta pierwsza definicja: **każdy dowolny kolor może być odtworzony przez zsumowanie w odpowiednich proporcjach trzech kolorów podstawowych, ale tak wybranych, aby suma dwóch kolorów podstawowych nie mogła odtworzyć koloru trzeciego**.

Jasne? Nie? No to jeszcze raz przeczytaj. Teraz już proste? W porządku, to lecimy dalej. Zgodnie z zasadą pracowicie przeczytaną przed momentem, ci co telewizję kolorową robili, popatrzyli na niebo po burzy, przepuścili promień światła przez pryzmat, podrapali się w mądre głowy i wybrali dla nas takie trzy podstawowe kolory. Te kolory to: zielony (G), czerwony (R) oraz niebieski (B). Zmieszanie tych trzech kolorów w równych proporcjach daje kolor biały. W zasadzie powinniśmy używać wyrażenia „świateł tych kolorów" gdyż precyzyjniej oddaje to, co się dzieje w urządzeniach analizujących i odtwarzających obraz kolorowy. Nauczyciele od plastyki wpadną w zachwyt, gdy będziesz wiedział, że zmieszanie świateł koloru niebieskiego i zielonego daje światła koloru turkusowego. Światła kolorów czerwonego i niebieskiego dają światło koloru purpury. Światła kolorów zielonego i czerwonego w zależności od proporcji pozwalają uzyskać następujące światła kolorów:

– 25% zielonego i 75% czerwonego daje światło koloru pomarańczowego,
– 50% zielonego i 50% czerwonego daje nam światło koloru żółtego.

Najprostsza sytuacja jest wtedy kiedy nie mamy żadnego światła kolorowego. Wtedy jest głęboka noc czyli czysta, żywa czerń. I wtedy mamy bardzo fajne światło. Mamy „światło koloru czarnego". Mówisz, że nie ma takiego światła?

... może i nie ma... No, dobrze, może się trochę w tym szale mieszania barw zagalopowałem. Ale jak dostaniesz dobrą ocenę z plastyki za paćkanie w kolorach, to racz łaskawy czytelniku pamiętać, że zawdzięczasz to elektronice i moim informacjom o telewizorze. Skoro już zaczęliśmy podpierać się definicjami optyki, to posłużmy się następną, która mówi, że **kolor ma dwie cechy, ilościową i jakościową**. Poznałeś już słowo, które określa cechę ilościową koloru. Zarówno w telewizji monochromatycznej jak i kolorowej jest to stopień jaskrawości określany jako luminancja. Natomiast druga cecha koloru to chrominancja, czyli nasycenie i odcień barwy. Nasycenie jest jakby domieszką koloru białego, a precyzyjnie rzecz ujmując, ilości tej domieszki. Natomiast odcień barwy, to różnica, którą można dostrzec między obserwowanymi kolorami, np. żółtym i pomarańczowym lub żółtym i czerwonym. Skatuję cię tymi definicjami, ale bez nich nie uda się zmajstrować kolorowego obrazu. Uważaj teraz, bo czeka na ciebie następna zasada.

Odtworzenie każdego koloru za pomocą kolorów podstawowych jest jednoznaczne, każdemu odtwarzanemu kolorowi odpowiada tylko jedna kombinacja kolorów podstawowych.

Tego nawet nie będę komentował, gdyż jest nad wyraz proste w swym kolorowym jestestwie. Kiedy te wszystkie zasady zbierze się razem i zastosuje w praktyce, to telewizja kolorowa stoi u bram. Zostaje jeszcze sprawdzenie czy starczy nam szerokości pasma telewizyjnego, bo tych kolorów zrobiło się nam coś więcej. Do tej pory wiedzieliśmy, że po jednej stronie jest biały, po drugiej czarny, a jak coś jest szare, to się po prostu mieści w środku. Teraz też mamy kolor biały, mamy kolor czarny, ale w tym środku to mamy całą tęczę. Na zdrowy rozum biorąc, każdy z trzech wyodrębnionych podstawowych kolorów musi mieć swoją szerokość pasma. Skoro jedno ma szerokość 6,5MHz, to biorąc pod uwagę, że podstawowych kolorów jest trzy to ... Prawie dwadzieścia megaherców? W życiu!

Przecież nikt nam tak szerokiego pasma nie da. Widzisz? Nie widzisz. Widzisz? Nie widzisz. A widzisz!

Wcale nie musimy mieć pasma trzykrotnie szerszego. Starczy to „stare pasmo" o szerokości przydzielonej dla telewizji czarno-białej. Pytasz jak to możliwe?

A myślisz, że po co pisałem te wszystkie definicje o kolorach i o tym, co z którego być może, albo co się na pewno nie uda? Po to, abyś mógł się zmieścić w to wąziutkie w tej chwili pasmo.

Wracajmy więc do naszych naukowców, którzy podobnie jak ty, stanęli w obliczu tego samego problemu. Skoro nie można, ze względu na ograniczenia szerokości pasma, przesłać trzech kolorów, to należało posłużyć się fortelem. Fortel musiał być nie lada, a szydło wyszło z worka w trakcie badań. To szydło to informacja, że aby otrzymać po stronie odbiorczej odpowiedniej jakości obraz, wcale nie trzeba przesyłać trzech pełnych informacji o kolorach podstawowych! Mówiąc obrazowo, można znów oszukać oko i tylko podkolorować obraz czarno-biały. I to nie cały obraz, tylko większe kolorowe kawałki. Drobniejsze szczegóły pozostaną czarno-białe. I co? I nic! Nasze oszukiwane na kilka sposobów oko mimo to będzie odbierać piękny kolorowy obraz.

Nie będę cię tu męczył szczegółami, wspomnę tylko, że informacja o kolorach może być znacznie okrojona i zajmować niewielkie pasmo częstotliwości.

W każdym razie, żeby zapewnić kompatybilność starego z nowym, czyli by stare odbiorniki czarno-białe mogły odbierać nowy, kolorowy obraz, należy nadal przesyłać informacje o luminancji, czyli to, co jest potrzebne dla odbiornika czarno-białego. Do tego trzeba jakoś dodać informacje o trzech kolorach podstawowych. Odbiornik kolorowy „wydłubie" sobie tę informację o kolorze, a czarno-biały po prostu z niej nie skorzysta.

Z tego wychodzi, że trzeba przesłać do odbiornika cztery sygnały: sygnał odpowiadający jaskrawości elementów obrazu, czyli sygnał luminancji, oraz sygnały naszych trzech podstawowych kolorów. Ale jak pamiętasz nie zmieścilibyśmy się

w pasmie, zatem fortel jest niezwykle potrzebny. Na początek zrezygnowano z jednego sygnału, bo informację o nim można sprytnie uzyskać z pozostałych sygnałów. Tym pominiętym kolorem został kolor zielony. Zielony to kolor nadziei, więc nie ma co się przejmować, że go od razu nie widać.

Ale to nie koniec. Podczas eksperymentów okazało się, że nasz wzrok strasznie rozpacza i nad wyraz cierpi, gdy mu się zniekształca sygnały jaskrawości kolorów. Więc aby posiadacz wzroku nie wpadł w przygnębienie, postanowiono poprawić ten mankament i stworzono tak zwane sygnały różnicowe R-Y i B-Y. Ta literka Y we wzorze, to jest oznaczenie luminancji. Tak więc ostatecznie do odbiornika przesyła się sygnał luminancji (Y) oraz dwa sygnały różnicowe z kolorów czerwonego i niebieskiego (R-Y i B-Y).

Pozostało tylko wymyślić sposób jak to zrobić, by sygnały różnicowe upchnąć w dotychczasowym pasmie o szerokości 6,5MHz.

Ponieważ wymyślanie to trwało w wielu krajach, więc i sposobów znaleziono kilka. Pierwszy na mecie (z tych sposobów na telewizję kolorową) był amerykański system NTSC. To jego skrót, a złośliwcy tłumaczą go Never This Same Color, co po naszemu znaczy – Nigdy Ten Sam Color. Na początku rzeczywiście kolory w odbiornikach systemu NTSC rozjeżdżały się z czasem i trzeba je było korygować. System NTSC upowszechniono w 1954 roku w Stanach Zjednoczonych, a potem w Kanadzie i Japonii. Jego podstawową wadą jest, jak już malowniczo wyjaśniłem, brak odporności na zniekształcenia fazowe. Objawia się to fałszowaniem kolorów w odbiorniku.

Drugi sposób, opracowany we Francji w 1956 roku, to system SECAM, który obowiązywał przez lata i u nas w Polsce. Charakteryzuje się tym, że przesyła się jednocześnie sygnał luminancji i jeden z sygnałów różnicowych. Drugi sygnał różnicowy jest nadawany z sygnałem luminancji w następnej linii. I tak „dookoła Wojtek". Jednak choć są nadawane na przemian, oba sygnały różnicowe pojawiają się jednocześnie, gdyż jeden z nich dostępny jest na bieżąco, a drugi, pochodzący z poprzedniej linii, uzyskiwany jest dzięki zastosowaniu w odbiorniku swego rodzaju pamięci (linii) opóźniającej sygnał o 64µs. To już inna kwestia, którą na razie pominiemy.

Najmłodszym, bo pochodzącym z roku 1962, jest system PAL, na który przechodzi obecnie Telewizja Polska. Ten ostatni system jest modyfikacją amerykańskiego NTSC, eliminującą podstawowe wady tego systemu.

Mam nadzieję, że starczy ci tych wiadomości do następnego odcinka, na który zapraszam za miesiąc.

A teraz podsumujmy: Ruchomy obraz na ekranie telewizora powstaje w zadziwiający sposób.

Po pierwsze ruch nie jest ciągły, tylko uzyskuje się go przez wyświetlenie w ciągu sekundy 50 minimalnie różniących się obrazów (ściślej półobrazów).

Każdy półobraz nie jest „gładki", lecz składa się z około 300 linii, z których każda zbudowana jest z kolei z kilkuset punktów. Punkty te nie są wyświetlane jednocześnie, lecz kolejno.

Każdy półobraz liczy około 200000 punktów. Ponieważ półobrazy nie są identyczne i są odrobinkę przesunięte w pionie, na pełny obraz składa się z grubsza licząc, około 400000 punktów.

Może do tej pory ci się wydawało, że spiker w telewizji patrzy na ciebie i cię widzi. Teraz już wiesz, że nie tylko nie patrzy i nie widzi, ale nie jest to żaden spiker, tylko świecące kolejno punkciki ekranu.

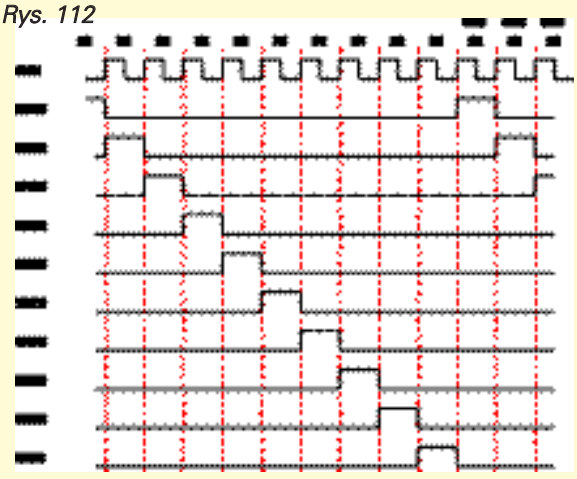
Arkadiusz Bartold

Pierwsze kroki w cyfrówce (c.d. ze str. 36)

Rysunek 109a przekonuje, że na wyjściu dekodera współpracującego z licznikiem asynchronicznym na krótko (na jakieś dziesiątki czy setki nanosekund), ale jednak, pojawią się błędne kody. Natomiast zarówno w liczniku synchronicznym, jaki w dziwnym liczniku Johnsona z dekoderem błędnych kodów nie ma! Powód jest dość prosty: przemyśl to sam, albo poszukaj w książkach. A przy okazji jeszcze jedno ćwiczenie. Patrząc na rysunki 110 i 111 spróbuj zaprojektować jak najprostszy dekoder 1 z 10, który będzie miał 10 wyjść i przetworzy pięć sygnałów Q0...Q4 licznika, by przy zliczaniu kolejnych impulsów stan wysoki występował tylko na jednym, kolejnym wyjściu. Uzyskaj na wyjściach dekodera przebiegi jak na **rysunku 112**. Do dyspozycji masz 10 dwuwejściowych bramek AND i 10 negatorów. Powodzenia!

Przy okazji jeszcze raz przypominam ci, że w ogromnej większości przypadków, wspomniane króciutkie fałszywe stany na wyjściach licznika asynchronicznego i współpracującego z nim dekodera nie zaszkodzą, jednak powinieneś wiedzieć o tym zjawisku. Gdyby spowodowało ono błędne działanie dalszych części układu, niczego nie będziesz w stanie wykryć, obserwując przebiegi wyjściowe prostym oscyloskopem. Tu znów potrzebna jest wiedza, bo zapewne długo nie będzie cię stać na oscyloskop pozwalający zaobserwować nanosekundowe szpilki i nanosekundowe opóźnienia. Gdy będziesz rozumiał przedstawione zagadnienie, będziesz miał oscyloskop w głowie i w oku. Już patrząc na schemat przeanalizujesz opóźnienia i wykryjesz ewentualne szkodliwe szpilki. Jest to bardzo ważna cecha dobrego konstruktora układów cyfrowych. Właśnie dlatego podaję ci zadania do samodzielnego przemyślenia.

Rys. 112



Powrócimy też na chwilę do kwestii numeracji wyjść. Na rysunku 110 wyjścia poszczególnych stopni oznaczyłem Q0...Q5. Oczywiście licznik nie zlicza w kodzie dwójkowym, więc tym razem nie możemy powiedzieć, że dane wyjście „ma jakąś wagę". Wyjścia są jakby równorzędne, nie ma najstarszego i najmłodszego, licznik ma po prostu 10 różnych kombinacji na swych wyjściach. Mało tego! We wkładce w EdW 11/97 symbolami Q0...Q9 oznaczono nie wyjścia wewnętrznego licznika Johnsona, tylko wyjścia dekodera 1 z 10.

Jak widzisz, nie ma jednego ustalonego i precyzyjnego sposobu oznaczania wyjść. W różnych katalogach i podręcznikach stosuje się jeszcze inne oznaczenia. Nie ma ratunku – musisz rozumieć działanie liczników, rejestrów i innych wynalazków, by nie dać się „wpuścić w kanał" takim i podobnym oznaczeniom.

Piotr Górecki

Materiały nadesłane na konkurs E-2000 pokazały, że wielu Czytelników ma spore kłopoty z przygotowaniem czytelnej i przejrzystej dokumentacji. To bardzo opóźnia publikację, bo niekiedy musimy zwracać się do Autorów, by wyjaśnili wątpliwości albo dosłali brakujące materiały. Wielu naszych Czytelników przysyła bardzo ciekawe układy do Forum Czytelników i Szkoły Konstruktorów. Najlepsze z nich przedstawiane są w dziale Elektronika 2000. Niestety, często płytka zaprojektowana jest niezgodnie z przyjętymi zasadami. Nierzadko występują braki w dokumentacji. Niniejszy artykuł zawiera najistotniejsze wskazówki dla coraz liczniejszych współpracowników EdW, nadsyłających swoje projekty do publikacji.

Projekt przeznaczony do publikacji powinien zawierać:

1. Działający model urządzenia
2. Tekst artykułu
3. Rysunki
4. Projekt płytki drukowanej
5. Podpisane oświadczenie, że jest to oryginalny projekt Autora i że nie był nigdzie publikowany.

Tekst najlepiej przysłać na dyskietce (w formacie Word, Word Perfect, itp.) wraz w wydrukiem na papierze, ale dopuszczalne jest przysłanie tekstu w formie odręcznego listu na kartce. Szczegóły omówione są w EdW z listopada 1997 roku. Artykuły powinny mieć formę taką, jak w dziale Elektronika-2000 (Do czego to służy? Jak to działa? Montaż i uruchomienie). Konieczne jest dołączenie na końcu artykułu spisu elementów oraz spisu rysunków np.:

Rys. 1 Schemat blokowy testera
Rys. 2 Schemat ideowy
Rys. 3 Schemat montażowy płyty głównej
Rys. 4 Schemat montażowy wskaźnika
Rys. 5 Przykłady wykorzystania

Schemat ideowy powinien być w najpopularniejszym obecnie w kraju formacie ORCAD (wraz z biblioteką *.lib), albo po przetworzeniu do formatu Autocada (*.dxf), CorelDraw (*.cdr), Adobe Acrobat (*.pdf) bądź pliku Postscriptowego (*.eps). Niepożądane są schematy w formatach bitmapowych (typu *.pcx, *.tif, *.bmp).

Schemat może być w formacie Protela, ale preferowany jest Orcad.

Inne rysunki powinny mieć format CorelDraw (*.cdr) lub PostScript (*.eps). Rysunki w formatach bitmapowych powinny być rzadkością (jedynie np. zrzuty z ekranu). W przypadku przysłania schematów lub rysunków na dyskietce, należy także dołączyć wydruki.

Dopuszczalne są staranne schematy i rysunki odręczne.

Projekt płytki drukowanej powinien być w formacie Autotraxa (albo Easytraxa). Pracujący w Protelu zechcą przy wyjściu zapisać go w formacie Autotaxa. Gotowi jesteśmy przyjąć także odręczny, staranny projekt płytki na papierze – wtedy Redakcja zleci zaprojektowanie i wykonanie płytki we własnym zakresie.

Wymagania dotyczące projektowania płytek PCB

Przede wszystkim projekt płytki drukowanej musi być w formacie Autotraxa. Posiadacze Easytraxa po zaprojektowaniu płytki przekonwertują pliki za pomocą posiadanego programiku easyauto.exe. Po takiej konwersji plik będzie miał format Autotraxa, ale średnice wszystkich otworów będą równe 0. Mimo to podczas produkcji zostaną wykonane otwory o średnicy 0,8mm (czyli 32mil).

W przypadku Autotraxa obowiązkowo należy stosować wyłącznie trzy średnice otworów:

32mil = 0,8mm
40mil = 1mm
51mil = 1,3mm

Ponieważ system calowy jest „naturalnym" systemem miary w elektronice – podstawową jednostką długości

którą będziemy się posługiwać będzie mils, czyli tysięczna część cala (1 mil = 1/1000inch = 0,0254mm; np. odstęp między nóżkami standardowego układu scalonego wynosi 100 milsów czyli 2,54mm). Dlatego zalecamy, aby nasi Czytelnicy projektowali płytki zgodnie z systemem calowym, a nie metrycznym.

Zakładamy, że został wykonany już schemat ideowy, netlista i spis elementów.

Zrzuty ekranu przedstawione w dalszej części ekranu pochodzą z programu Autotrax.

Uwaga! Niepowtarzalna okazja!

Profesjonalne płytki próbne bezpłatnie za pośrednictwem AVT

Wyniki konkursu Elektronika-2000 oraz prace nadsyłane do Szkoły Konstruktorów przekonały nas, że na terenie całego kraju drzemią zdolni elektronicy (a w zasadzie nie drzemią, tylko działają), którzy albo z braku dostępu do nowszych technologii, albo po prostu z braku funduszów, nie wykorzystują w pełni swoich możliwości twórczych.

Aby pomóc takim osobom Korporacja AVT wraz z firmą produkcyjną Elmax podejmują inicjatywę, którą wielu z Was uzna za fantastyczną.

Udostępniamy Czytelnikom EdW możliwość wykonania profesjonalnych płytek próbnych do opracowywanych przez siebie układów.

Oczywiście trzeba spełnić określone warunki. Projekt musi być wykonany zgodnie z podanymi dalej zasadami i nie może zawierać rażących błędów.

Sam fakt nadesłania projektu do Redakcji nie oznacza automatycznego wykonania płytek próbnych. Przede wszystkim z przedstawionej możliwości będą korzystać osoby, które zamierzają przedstawić swój projekt na łamach EdW. W uzasadnionych, wyjątkowych przypadkach możliwość ta zostanie udostępniona także innym osobom, np. wykonującym interesujące prace dyplomowe.

Obudowa

Najpierw trzeba ustalić w jakiej obudowie umieszczone będzie gotowe urządzenie, jakie mają być wymiary płytki i gdzie będą rozmieszczone otwory do jej mocowania. Zdarzało się, że Czytelnicy przysyłali projekt w którym nie było żadnych otworów pod śruby. Do obudowy można było ją zamocować jedynie ... na gumę do żucia. W wykazie elementów warto podać konkretny typ obudowy.

Trzeba także dokładnie zaplanować wygląd ewentualnej płyty czołowej, rozmieszczenie na niej elementów regulacyjnych, a także przewodów i gniazd zasilających. Jeśli to możliwe, warto zmontować płytę czołową i płytę tylną urządzenia. Uniknie się w ten sposób sytuacji, że płytka która teoretycznie powinna mieścić się w obudowie, za żadne skarby nie chce tam wejść, bo przeszkadzają wystające potencjometry, przełączniki, gniazda itp. Ktoś bardziej nerwowy mógłby wyłamać kombinerkami te przeszkadzające elementy; ale jeśli boli Cię ząb, czy wyłamujesz szczękę? Lepiej więc solidnie dopasować płytkę do obudowy.

Za pomocą programu easyplot dobrze jest wykonać wydruk kontrolny obrysu płytki i otworów mocujących. Da to pewność, że płytka i otwory pasują do przewidzianej obudowy.

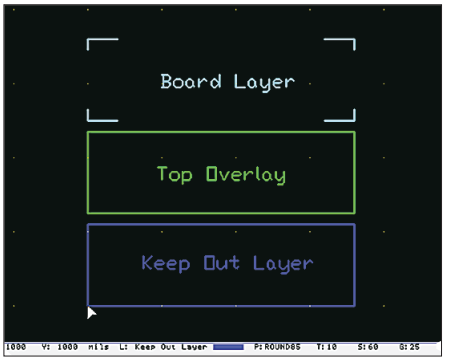
Obrys płytki

Obrys powinien być narysowany ścieżką o grubości 10 milsów. Lewy dolny róg płytki należy umieścić w punkcie o współrzędnych 1000, 1000. Jest to o tyle ważne, że niektóre drukarki nie potrafią wykonać wydruku umieszczonego tuż przy krawędzi arkusza. Poza tym niektórzy producenci płytek wyraźnie tego wymagają.

W Easytraxie obrys płytki należy umieścić w warstwie BoardLayer. Umieszczone na niej ścieżki pojawią się na każdej innej użytej warstwie. Praktyka wykazuje jednak, że lepiej w warstwie BoardLayer zaznaczyć tylko narożniki płytki. Gdyby w tej warstwie narysować cały obrys, pojawiłby on się również w warstwie BottomLayer (w warstwie druku) i na krawędzi płytki powstałaby cienka nitka ścieżki. Stanowi to pewne zagrożenie, zwłaszcza wtedy, gdy lutujemy przewody, które mogą dotknąć tej ścieżki i spowodować zwarcie. Ma to szczególne znaczenie przy projektowaniu płytek, gdzie występuje napięcie sieci 220V. Wymagane są wtedy odstępy izolacyjne rzędu kilku milimetrów.

Reasumując, w warstwie BottomLayer zaznaczyć tylko narożniki, a w warstwie Overlay pełny obrys płytki.

Jeżeli ktoś korzysta z Autotraxa lub Protela i korzysta z netlisty i automatycznego



rys. 1

umieszczania elementów, to oprócz narysowania narożników w warstwie BoardLayer, powinien zaznaczyć pełny obrys płytki w warstwie KeepOutLayer. Warstwy opisu przedstawione są na **rysunku 1**.

Rozmieszczenie elementów

Podczas wstępnego projektowania elementy trzeba tak rozmieszczać, żeby zminimalizować długość ścieżek. Należy dążyć do tego, żeby było jak najmniej długich połączeń, krętych ścieżek i zwór.

Przy projektowaniu płytek do układów, w których będą płynąć duże prądy (np. wzmacniacze mocy, zasilacze itp.) lub układów audio lub w.cz., starannie trzeba zaplanować przebieg ścieżki masy, żeby uniknąć zniekształceń lub zakłóceń. Dlatego już przy rozkładzie elementów trzeba koniecznie uwzględnić kierunek przepływu sygnału i rozmieszczenie kluczowych elementów i kluczowych ścieżek. Niedopisanie pod tym względem jest częstym błędem, który pojawia się w projektach przysyłanych przez Czytelników.

Punkty lutownicze

Standardowy punkt to Round85 o średnicy 85 mil. Podobnie ma się rzecz z przelotkami (via). Jeśli chodzi o mnie, to przebudowałem swoją bibliotekę i ustawiłem punkty o średnicy 80 milsów. W płytkach jednostronnych zachodzi obawa, że mniejsze oczka lutownicze będą odklejać się od laminatu. Ma to duże znaczenie przy wylutowywaniu i ponownym lutowaniu elementów oraz w sytuacji, gdy płytka narażona byłaby na wstrząsy. Poza tym wiele osób posługuje się lutownicami transformatorowymi, które łatwo odparzają małe punkty.

Punkty, do których lutowane będą przewody lub wyprowadzenia, powinny być jeszcze większe: 100 a nawet do 250 milsów – w zależności od tego, co będzie do nich podłączone. Podobnie jest z elementami o dużych gabarytach.

Na punktach można dodatkowo narysować wypełnienia (poleceniem PF – Place Fill), czyli prostokątne obszary miedzi, które zapewnią większą trwałość lutowanym punktom.

Standardowa średnica otworu (np. rezystory MŁT 0,25W, kondensatory MKS, MKT, diody 0,2A itp.) – to 0,8mm (32mil); w elementach mocy (w tym diody 1A) – 1mm (40mil); w przekaźnikach, złączach ARK – 1,3mm (51mil).

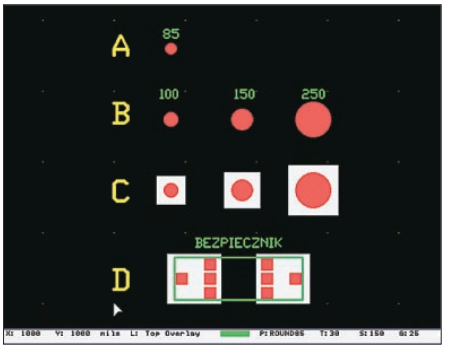
Jest bardzo ważne, aby dopasować średnice otworów do poszczególnych elementów, ponieważ w projektach Czytelników pod tym względem często panuje totalny bałagan. Niektóre punkty mają średnicę otworu równą 0 (nawet w programie Autotrax) – trochę trudno jest włożyć lub wlutować jakiś element w otwór o takiej średnicy, chyba że ktoś dysponuje nadzwyczajną siłą. Osobiście zalecam wykazanie się nie tyle nadzwyczajną siłą, co odrobiną inteligencji i staranności przy projektowaniu... Średnice niektórych otworów są nietypowe lub tak małe, że ewentualnie można wlutować... włos. Najczęstszym błędem jest przypisanie zbyt małego otworu do końcówki elementu, zwłaszcza dla diod 1-amperowych (1N4001...7) stosuje się element biblioteczny ze średnicą otworów 0,8 mm (32 mil) a powinien być 1 mm (czyli 40milsów).

W programie Autotrax można indywidualnie definiować średnice otworów nawet pojedynczych punktów już w momencie projektowania płytki. Takiej możliwości nie ma Easytrax. Przy generowaniu zbiorów do sterowania wiertarki numerycznej, program Easytrax przypisuje każdemu typowi punktu lutowniczego użytego na płytce określony numer narzędzia, na podstawie tabeli przypisań zawartej w zbiorze standard.etl. Tabelę jednak można zmodyfikować, aby odpowiadała naszym potrzebom. Jak to zrobić? Odsyłam do EdW z kwietnia 1996 roku do artykułu „EasyTrax to naprawdę proste".

Podczas projektowania płytki należy jednak używać jak najmniejszej liczby różnych punktów lutowniczych. Może wystarczy, by wszystkie otwory miały średnicę 0,8mm?

Na **rysunku 2** przedstawione są przykładowe punkty lutownicze:
A/ standardowy o średnicy 85 mil,
B/ punkty do lutowania przewodów 100, 150, 250 milsów,

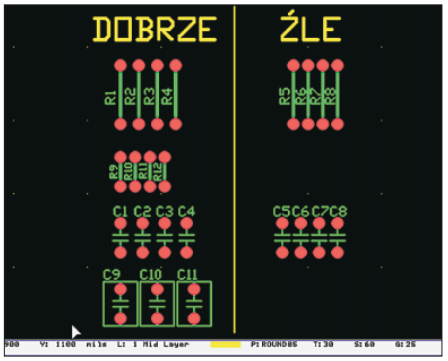
rys. 2



C/ punkt z wypełnieniem Fills,
D/ przykładowy element biblioteczny (bezpiecznik do druku), w którym wskazane jest zastosowanie punktów z wypełnieniem pola.

Ścieżki i odległości

Na **rysunku 3** przedstawione są odległości między elementami.

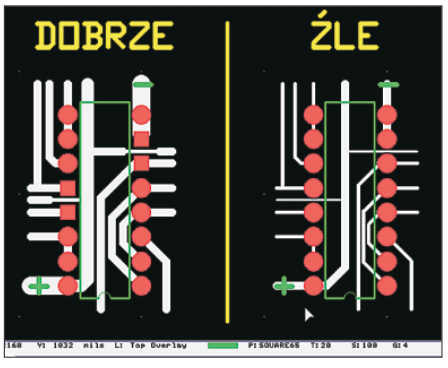


rys. 3

Minimalna odległość między sąsiadującymi rezystorami mierzona jako rozstaw ich punktów lutowniczych powinna wynosić 125 milsów, czyli 5 skoków kursora (1skok = 25mil). Na rysunku są to rezystory R1-R4. Rezystory MŁT 0,25W można montować obok siebie przy odstępie 100 milsów (rezystory R9-R12), ale tylko na stojąco, wlutowując rezystory „na przemian". Przy kondensatorach powinno uwzględniać się ich szerokość – dla kondensatorów stałych o pojemności do 100nF wystarczy odstęp między punktami lutowniczymi sąsiednich kondensatorów równy 150mil (na rysunku kondensatory C1-C4). Odległość pomiędzy kondensatorami stałymi o pojemności 2,2µF (C9-C11) może wynosić nawet do 10 skoków kursora. Jaki błąd na rysunku 3 zrobiony jest przy ułożeniu rezystorów R5-R8 i kondensatorów C5-C8? Spróbuj odpowiedzieć.

Ścieżki można prowadzić pomiędzy punktami odległymi o 100 mil, na przykład między sąsiednimi nóżkami układu scalonego (patrz **rysunek 4**). W tym celu trzeba zmienić oba punkty lutownicze na Square62 i zastosować ścieżkę o szerokości 15 mil. Można również zamienić je na Rectangular 80/60 (lub 60/80). Jednak tak wąskich ścieżek należy używać tylko w razie konieczności, normalnie stosuje się ścieżkę 30 mil (lub 25mil).

rys. 4



W przesyłanych do nas projektach niektórzy Czytelnicy zbyt często i absolutnie niepotrzebnie zastosowali ścieżki o szerokości 15mil – zamiast 25...50mil

Ścieżki o szerokości 15 milsów stosować tylko w razie konieczności, a konkretnie do przeprowadzenia połączenia między sąsiednimi nóżkami układu scalonego.

Minimalny odstęp punktów lutowniczych od krawędzi płytki powinien wynosić 12 milsów, a przy obwodach sieci 220V – 150 milsów!

Pamiętajmy, że **generalnie pracujemy ze skokiem 25 milsów.**

Odstępy izolacyjne między ścieżkami czy punktami nie mogą być mniejsze niż 12 mil. Dlatego czasami może zachodzić potrzeba zmiany skoku kursora na 5 mil, żeby przesunąć jakiś element lub ścieżkę o 5 lub 10 mil. Ale uwaga! Praca ze skokiem 5 milsów może być uzasadniona tylko w takich wyjątkowych wypadkach, i to wyłącznie w ostatniej fazie projektowania, przy ostatecznej „kosmetyce" projektu. Nigdy nie pracujemy z innym skokiem, np. 1mil, 4mil czy 15mil.

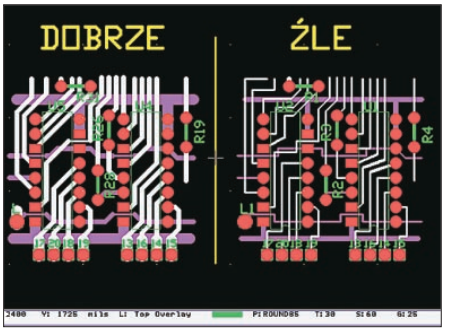
Unikniemy w ten sposób kłopotów przy późniejszym porządkowaniu ścieżek po przesunięciu elementów i zaoszczędzimy sobie mnóstwo pracy.

Jakie popełniono błędy i co można byłoby poprawić w przykładzie 2 na rysunku 4?

Standardową ścieżką jest ścieżka o szerokości 30 milsów (25mil). Do prowadzenia masy i zasilania należy używać ścieżki o szerokości 50 milsów, albo jeszcze lepiej szerszej: 75 lub 100 mil. Niekiedy może to zapobiec poważnym kłopotom związanym ze spadkami napięcia na rezystancji ścieżki masy. W przysyłanych nam projektach bardzo często popełniany jest błąd poprowadzenia stanowczo zbyt cienkich ścieżek zasilania, a w szczególności ścieżki masy.

Warto dążyć do tego, żeby wszystkie ścieżki załamywały się pod kątem 45˚, a nie od razu pod kątem 90˚. Chociaż nie jest to sztywną regułą, to jednak dzięki temu łączna długość wszystkich ścieżek będzie krótsza. Przy niektórych układach ma to istotne znaczenie. Poza tym takie płytki są ładniejsze. Zwróć uwagę na rysunek 6.

Nie zalecam załamywania ścieżek pod kątem innym niż 45˚ lub 90˚, gdyż niektóre stare fotoplotery mają kłopoty przy rysowaniu takich ukośnych ścieżek. Nie polecam jednak ustawiania w opcjach rysowania ścieżek wymuszanego kąta (ortogonal). Lepiej rysować pod dowolnym kątem – potem przecież i tak trzeba uporządkować ścieżki.



rys. 5

A teraz odpowiedz na pytanie: co zostało źle zrobione i co można poprawić w przykładzie drugim na **rysunku 5**?

Porządkowanie warstwy opisu

Chodzi tu o sitodrukowy opis wykonywany farbą na płytce od strony elementów. Tworzy go warstwa Overlay (Top Overlay). Przyjmijmy standardową grubość linii opisu jako ścieżkę o szerokości 10 milsów (wyjątkowo do dużych elementów 30 milsów).

Napisy należy uporządkować przy skoku kursora równym 5 milsów i ustawić je w jednym kierunku, ewentualnie w dwóch prostopadłych. Jeśli to możliwe, oznaczenia elementów należy umieścić tak, żeby były widoczne także po wlutowaniu elementów. Okaże się to ogromnie przydatne podczas uruchomienia układu oraz przy ewentualnych naprawach i modyfikacjach.

Trzeba również dodatkowo wyraźnie oznaczyć punkty do wlutowania przewodów, jak również zaznaczyć zwory w warstwie opisu Overlay. Można to uczynić ścieżką o szerokości 10 lub 30 mil.

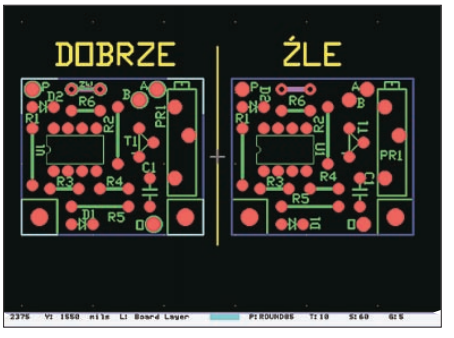
Warto pamiętać również o tym, żeby napis nie był umieszczony nad otworami, bo potem przy produkcji metodą sitodruku utrudni to naniesienie farby.

Przykład właściwego i niewłaściwego uporządkowania napisów przedstawiony jest na **rysunku 6**.

Zakończenie

Należy przeprowadzić kontrolę zgodności płytki ze schematem ideowym przez porównanie płytki z netlistą i prze-

rys. 6



prowadzić ostateczną kontrolę poszczególnych warstw miedzi (odstępy między ścieżkami). W Protelu i Autotraxie można to zrobić automatycznie, w Easytraxie – metodą na oko – powiększając obraz i przeglądając płytkę kawałek po kawałku.

Współpraca z ORCAD-em

Ale jak „ożenić" Orcada z Autotraxem, żeby mieć do dyspozycji netlistę (listę połączeń) i dzięki niej przeprowadzić ostateczną kontrolę płytki?

Podam teraz telegraficzny opis skonfigurowania popularnego Orcada – schematica SDT V4.20, żebyś mógł korzystać z netlisty, stworzyć schemat w formacie Orcada, wygenerować wykaz elementów przydatny przy przygotowywaniu dokumentacji projektowanego układu oraz stworzyć rysunek schematu w formacie Autocada (dxf), potrzebny podczas przygotowania projektu do publikacji w EdW.

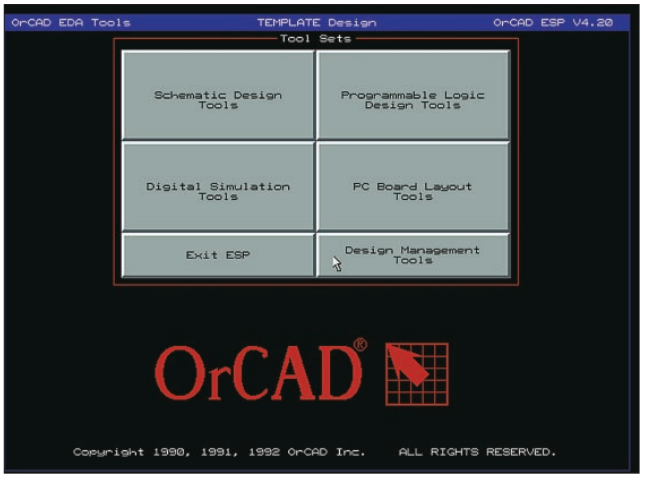
Wspomnę tylko, że **konfigurację Orcada każdy powinien dostosować do swojego komputera i własnych roboczych katalogów**. Jako przykład niech posłużą moje ustawienia, aby każdy na ich podstawie mógł odpowiednio dostosować swoje ścieżki dostępu.

Orcada zainstalowałem w katalogu głównym, dlatego pojawiły się w nim trzy podkatalogi:

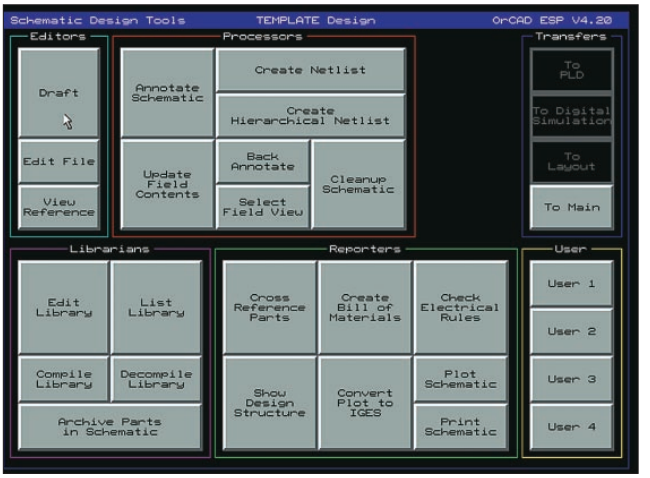
1. C:\Orcad\ – w którym znajdują się katalogi z plikami pomocniczymi poszczególnych projektów i katalog Template, którego ustawienia kopiowane są do nowych projektów.
2. C:\Orcadesp\ z driverami, bibliotekami i formatami netlisty,
3. C:\Orcadexe z plikami głównymi programu.

Po starcie Orcada ekran monitora wygląda tak jak na **rysunku 7**. Jeżeli chcesz stworzyć nowy projekt należy „kliknąć" przycisk Design Management Tools, potem Create Design i nadać nazwę tego projektu. W ten sposób każdy projekt znajduje się jakby w oddzielnej teczce. W katalogu C:\Orcad\ zostanie utworzony nowy katalog, zawierający niezbędne pliki nowego projektu. Jego ustawienia będą kopiowane z wzorcowego projektu TEMPLATE Design. Po podaniu nazwy nowego projektu i zatwierdzeniu należy wejść w Schematic Design Tools i w Draft, w którym można rysować schemat.

rys. 7.



Wszystko to znakomicie funkcjonuje i wszystkie projekty umieszczone są w oddzielnych teczkach, pod warunkiem, że przy pierwszym uruchomieniu odpowiednio skonfigurowana zostanie „wzorcowa teczka" TEMPLATE Design. Aby to zrobić, nie wchodzimy w Design Management Tools, lecz bezpośrednio w Schematic Design Tools (właśnie wtedy konfigurujesz teczkę TEMPLATE). **Rysunek 8** przedstawia wygląd ekranu po włączeniu przycisku Schematic Design Tools.



rys. 8.

Jeśli ktoś nie wie o wspomnianych „teczkach", to cały czas pracuje w projekcie TEMPLATE i ogromnie komplikuje sobie pracę, bo potem w zależności od projektu, aby wykonać jakieś polecenie, musi za każdym razem wpisywać ręcznie nazwy plików. Przy tworzeniu za każdym razem nowego projektu (teczki) na podstawie dobrze skonfigurowanego wzorcowego projektu TEMPLATE takich problemów nie ma i wszystko odbywa się szybko i bezboleśnie. Oczywiście można zmienić konfigurację każdego projektu po jego utworzeniu. Jest to celowe w przypadku starszych komputerów, które mają mało RAM-u i warto zmniejszyć liczbę aktywnych bibliotek.

W zasadzie wszystkie tworzone zbiory robocze i konfiguracyjne przechowywane są w „teczkach" w katalogu C:\Orcad\, ale ja od razu tak skonfigurowałem program, że niektóre ważne dla mnie pliki wysyłane są do innych katalogów. Na przykład utworzone schematy (*.sch) trzymam w katalogu roboczym C:\AVT\ORCAD. Natomiast netlistę przy jej generowaniu od razu wysyłam do katalogu, w którym znajdują się projekty wszystkich płytek drukowanych PCB, czyli do katalogu C:\AVT\TRAX. Pliki BOM (wykaz elementów) kieruję do katalogu C:\AVT a stamtąd są importowane do tekstu pisanego artykułu.

Które „przyciski" należałoby skonfigurować i w jaki sposób?

Najpierw lewym klawiszem myszy „kliknąć" przycisk Draft i wybrać opcję **Configure Schematic Tools** (patrz **rysunek 9**). Po jej wybraniu można ustawić drivery karty graficznej, drukarki, plotera i in. Następnie należy przeprowadzić lokalne konfiguracje przede wszystkim następujących funkcji:

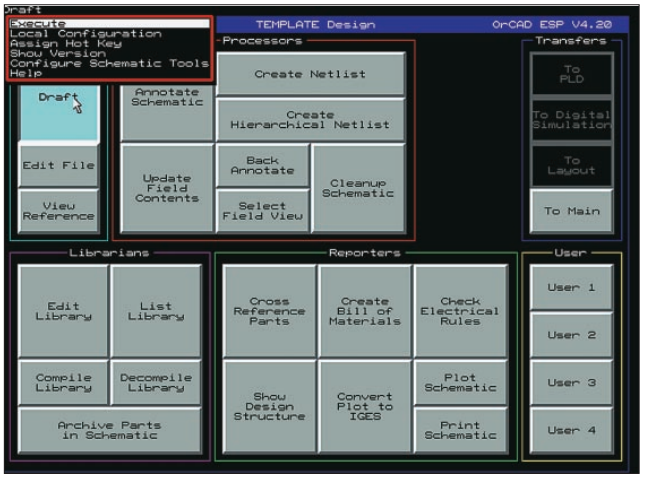
Draft (rysowanie schematów) – wybrać Local Configuration i ustawić ścieżkę dostępu (taką, gdzie będą trzymane schematy). W moim wypadku C:\AVT\ORCAD*.sch. Jako źródło (Source) wpisać: Template.sch .

Annotate Schematic (automatyczna numeracja elementów) – wybrać Local Configuration i ustawić Source: C:\AVT\ORCAD\TEMPLATE.SCH.

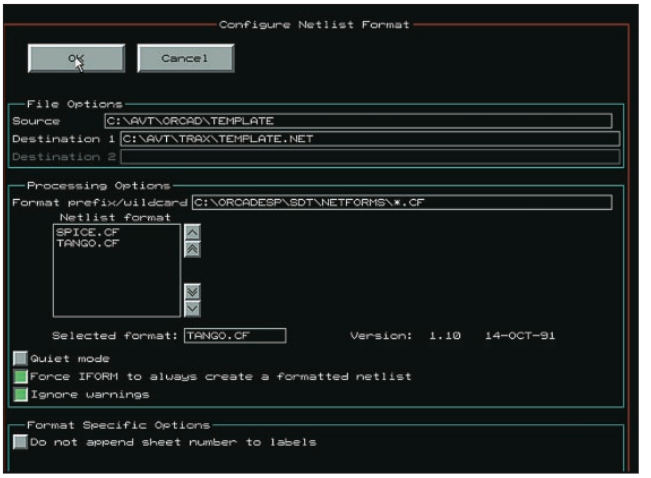
Create Netlist (utwórz netlistę) – w Local Configuration otworzyć kolejno trzy pozycje i ustawić odpowiednie ścieżki – w Configure INET Source: C:\AVT\ORCAD\TEMPLATE.SCH; w Configure ILINK Source: C:\AVT\ORCAD\TEMPLATE.INF; w Configure IFORM Source: C:\AVT\ORCAD\TEMPLATE i Destination: C:\AVT\TRAX\TEMPLATE.NET. Bardzo ważną rzeczą jest, aby w Netlist format wybrać TANGO.CF, gdyż Autotrax korzysta z tego formatu netlisty (zobacz **rysunek 10**). Po skorzystaniu z funkcji „Create Netlist" – netlistę mogę znaleźć w katalogu C:\AVT\TRAX .

Create Bill of Materials (utwórz wykaz elementów) – w Local Configuration ustawić Source: C:\AVT\ORCAD\TEMPLATE.SCH i Destination: C:\AVT\TEMPLATE.BOM. Tak więc wykaz elementów zawsze mogę odnaleźć w katalogu C:\AVT*.bom

Check Electrical Rules (sprawdzanie schematu) – w Local Configuration ustawić Source: C:\AVT\ORCAD\TEMPLATE.SCH i Destination: TEMPLATE.ERC



rys. 9.



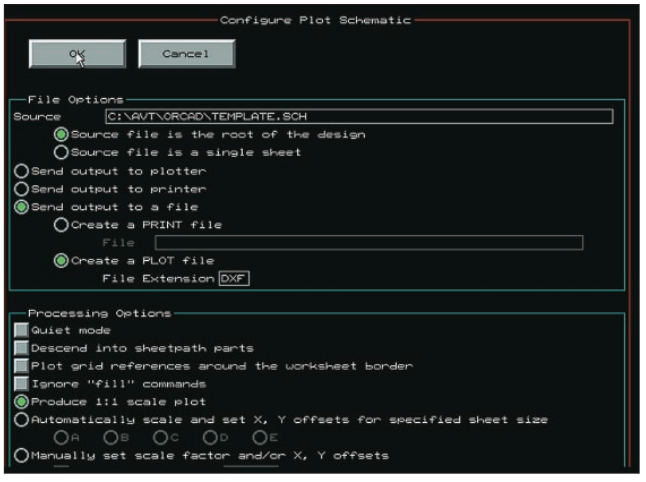
rys. 10.

Plot Schematic (możliwość tworzenia m.in. plików DXF w formacie Autocada) – w Local Configuration ustawić Source: C:\AVT\ORCAD\TEMPLATE.SCH i koniecznie zaznaczyć „Send output to a file" a w pole File Extension wpisać DXF (przedstawia to **rysunek 11**). Po użyciu klawisza „Plot Schematic" DXF-a mogę znaleźć w katalogu C:\ORCAD\nazwa projektu*.dxf

Archive Parts in Schematic (tworzy bibliotekę projektu zawierającą wszystkie elementy biblioteczne zawarte na schemacie) – w Local Configuration otworzyć dwie pozycje i ustawić odpowiednie ścieżki dostępu. W Configure LIBARCH ustawić Source: C:\AVT\ORCAD\TEMPLATE.SCH i Destination: TEMPLATE.SRC. W Configure COMPOSER ustawić Prefix\Wildcad: .*.SRC , Source: .TEMPLATE.SRC i Destination: C:\AVT\ORCAD\TEMPLATE.LIB. Bibliotekę *.lib, która powstała w wyniku użycia klawisza „Archive Part in Schematic", mogę więc znaleźć w katalogu C:\AVT\ORCAD* .

Jeżeli ktoś z Czytelników przysyła do AVT schemat ideowy narysowany w Orcadzie, prosimy dołączyć również bibliotekę projektu utworzoną poleceniem „Archive Parts in Schematic".

rys. 11.



Powyższy opis nie omawia zasad rysowania schematu, gdyż jest to bardzo szerokie zagadnienie, wykraczające poza ramy tego artykułu. Gdybyście jednak byli zainteresowani krótkim kursem nauki Orcada, to napiszcie o tym.

Wygenerowany z Orcada wykaz elementów (*.bom) jest przydatny przy umieszczaniu elementów we wstępnej fazie projektowania płytki, jak również przy tworzeniu dokumentacji końcowej projektu. Natomiast wczytana do Autotraxa netlista (*.net) ułatwia projektowanie i niejako pilnuje, czy projekt zgadza się ze schematem ideowym. Listę połączeń wczytuje się w Autotraxie poleceniem NETLIST Get Nets (NG), wpisując ścieżkę dostępu do netlisty (np. C:\AVT\TRAX-*.net). Netlista umożliwia również ostateczną kontrolę płytki. Przeprowadza się ją poleceniem NETLIST – DRC – ścieżka dostępu do netlisty – nazwa zbioru kontrolnego DRC (np.C:\AVT\DRC.DRC) – enter, deklarując wcześniej minimalne odstępy poleceniem N R S, gdzie zazwyczaj we wszystkich czterech liniach wpisuje się 12mil. W katalogu C:\AVT (lub innym zadeklarowanym powyższym poleceniem) pojawi się zbiór zawierający wyniki sprawdzania z rozszerzeniem .DRC (w moim wypadku jest to zawsze ten sam zbiór DRC.DRC), który można obejrzeć z pomocą dowolnego edytora tekstu. W tym zbiorze kontrolnym można spotkać określenie *clearance error*, świadczące o zbyt małych odstępach izolacyjnych, oraz określenia *missing pin* czy *missing component* informujące o braku punktu lub elementu o podanej nazwie. Wypisane zostaną też wszelkie różnice między wczytaną netlistą a połączeniami na płytce. Wtedy należy dotąd wprowadzać poprawki, aż po kolejnym wykonaniu polecenia N – D, zbiór kontrolny *.drc będzie pusty.

Niestety Easytrax nie ma możliwości wczytywania netlisty, może jednak takową wygenerować po podaniu polecenia HighlightMakeNetList (H – M – wpisz nazwę projektu (np.IRED) – enter – Y). W katalogu Easytraxa pojawi się zbiór ired.net (lub o innej nazwie wpisanej w poleceniu powyżej). Warto wydrukować ten zbiór i porównać go z netlistą z Orcada, a następnie usunąć z projektu ewentualne błędy.

Bardzo częstym błędem popełnianym, niestety nie tylko przez początkujących, jest niezgodność schematu z płytką i wykazem elementów. Przyczyną zwykle są poprawki, które okazują się konieczne przy uruchamianiu modelu. Poprawki zostają naniesione, ale nie na całą dokumentację – na przykład tylko do spisu elementów, a schemat zostaje bez zmian. Jeśli takie błędy nie zostaną wykryte podczas przygotowywania artykułu do druku, Czytelnicy nie mogą potem dojść do ładu przy wykonywaniu opisanego urządzenia. **Dlatego bardzo ważna jest możliwość sprawdzenia zarówno schematu ideowego, jak i płytki PCB przy pomocy netlisty**.

Stanowczo przypominam o konieczności nanoszenia poprawek na wszystkie części dokumentacji. Wiem, że łatwo o tym zapomnieć, ale naprawdę jest to konieczne i trzeba się przyzwyczaić do takich zdrowych zachowań od samego początku.

W EdW 1-10/96 przeprowadzony został kurs projektowania płytek drukowanych, dzięki któremu można opanować podstawy, poznać generalne zasady i praktyczne sposoby korzystania z programów projektowych. Kurs oparty jest na programie Easytrax, z uwzględnieniem informacji o Autotraxie. Archiwalne numery EdW można nabywać drogą przedpłaty – informacje na stronie 88.

Zbigniew Orłowski

SKRZYNKA PORAD

W TEJ RUBRYCE PRZEDSTAWIANE SĄ KRÓTKIE ODPOWIEDZI NA PYTANIA NADSYŁANE DO REDAKCJI. SĄ TO SPRAWY, KTÓRE NASZYM ZDANIEM ZAINTERESUJĄ SZERSZE GRONO CZYTELNIKÓW. JEDNOCZEŚNIE INFORMUJEMY, ŻE REDAKCJA NIE JEST W STANIE ODPOWIEDZIEĆ NA WSZYSTKIE NADSYŁANE PYTANIA, DOTYCZĄCE RÓŻNYCH DROBNYCH SZCZEGÓŁÓW.

Co w oznaczeniu transformatora oznaczają cyfry, oddzielone pochyłą kreską, umieszczone za literami TS? Czy transformatory TG (lub TGR) można stosować w miejsce transformatorów TS?

Litery TS oznaczają Transformator Sieciowy (współpracujący z siecią energetyczną 220V 50Hz), w odróżnieniu od transformatorów głośnikowych, oznaczanych TG lub TGR.

Pierwsza liczba w oznaczeniu transformatorów, zarówno tych TS, jak TG (TGR) określa moc transformatora. Ściśle biorąc jest to moc zespolona pobierana z sieci (wyrażona w woltamperach, uwzględniająca przesunięcie fazowe na indukcyjności), ale w praktyce można przyjąć, że jest to moc (czynna), jaką transformator może dostarczyć do obciążenia.

Druga liczba oznacza numer wykonania i nie niesie żadnej informacji o parametrach. Informacji tych należy szukać w katalogu.

Przykładowo TS2/15 i TGR 2-32 to transformatory o mocy 2 woltoamperów (watów) – nic więcej nie wynika z tych oznaczeń.

Z kilku względów nie powinno się używać transformatorów TG (TGR) zamiast transformatorów TS. W grę wchodzą względy bezpieczeństwa (wymagania na izolację) oraz kwestie indukcyjności.

Czy elektrolity leżące na półce w sklepie mogą się rozformować?

Tak. Popularne kondensatory elektrolityczne aluminiowe w ciągu kilku miesięcy przechowywania na pewno się rozformują. Ale to nie zmniejsza ich przydatności. Rozformowany kondensator nie traci pojemności, a jedynie wzrasta jego upływność, czyli może przez niego przepływać niewielki prąd stały. Po włączeniu rozformowanego kondensatora pod napięcie stałe, pod jakim będzie docelowo pracować, ten szkodliwy prąd stały stopniowo się zmniejszy i w ciągu najwyżej kilku godzin spadnie do pomijalnej wartości – kondensator samoczynnie zaformuje się na nowo.

Problem ten nie dotyczy kondensatorów tantalowych, które w zasadzie się nie rozformowują, ani nie dają się formować.

Sprawy ta były wyczerpująco omówione w EdW 3/96.

Proszę o wytłumaczenie, jak to jest, że nowa energooszczędna świetlówka 15-watowa świeci jak zwykła 75W. Przecież zawsze P = U×I, więc skąd to zwiększenie mocy?

Nasz młody Czytelnik pomylił podstawowe pojęcia. O żadnym „zwiększeniu mocy" nie ma tu mowy. Cały problem polega jedynie na jego błędnym wyobrażeniu.

Każde źródło światła zasilane jest jakąś energią. W przypadku żarówek, świetlówek, neonówek, diod LED jest to energia elektryczna. Energia ta zamienia się na światło. Ale niestety nie cała energia elektryczna zamienia się na światło. Część pobranej energii elektrycznej zamienia się na bezużyteczne ciepło. Najbardziej dostrzegalne to jest w żarówce. W typowej żarówce tylko 5...15% energii elektrycznej zamienia się na światło. Reszta, czyli 85...95% dosłownie marnuje się w postaci ciepła. Żarówki halogenowe mają sprawność nieco większą, nieco, to znaczy o kilka procent.

c.d. obok

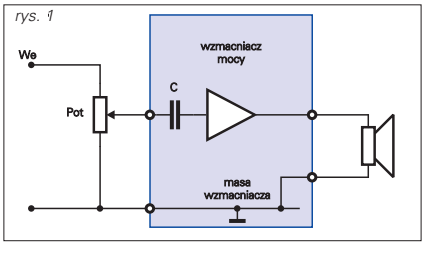
Co to jest linia długa?

Pojęcie linii długiej spotyka się przy okazji układów i systemów, gdzie przesyła się przebiegi o wysokiej częstotliwości. O linii długiej mówimy, gdy długość przesyłanej fali jest porównywalna z długością linii przesyłowej. Przesyłana fala, czyli przebieg prądu zachowuje się wtedy bardzo dziwnie. W uproszczeniu można powiedzieć, że przebieg elektryczny może dosłownie odbijać się od pewnych przeszkód, a konkretnie od nieciągłości impedancji falowej. Sprawa ta była wyjaśniana w Skrzynce w EdW 10/97. Problemy z odbiciami i niedopasowaniem występują jedynie w liniach długich, czyli o długości porównywalnej z długością fali. Przykładowo dla częstotliwości 50Hz długość fali wynosi około 6000km, więc na odcinku transformator wysokiego napięcia – gniazdko sieciowe w mieszkaniu, szkodliwe zjawiska związane z odbiciami są pomijalnie małe. Natomiast dla przebiegów zakresu CB (27MHz, co daje długość fali około 11m) dziesięciometrowy przewód antenowy jest już linią długą i odbicia wynikające z niedopasowania impedancji dają silnie o sobie znać. Właśnie dlatego dla wyeliminowania strat przeprowadza się dopasowania anteny za pomocą miernika fali stojącej.

Jak do wzmacniacza mocy dołączyć potencjometr regulacji głośności? Dlaczego nie umieszcza się potencjometru zaraz za mikrofonem?

Takie i podobne pytania wciąż powtarzają się w listach młodych czytelników. Sprawa jest bardzo prosta. Do każdego wzmacniacza mocy można dołączyć potencjometr regulacji głośności według **rysunku 1**. Suwak potencjometru należy dołączyć do wejścia wzmacniacza, które zawsze oddzielone jest od wewnętrznych układów kondensatorem (na rys. 1 jest to kondensator C). Obecność tego kondensatora gwarantuje poprawną współpracę, ponieważ w obwodzie potencjometru nie płynie wtedy prąd stały.

rys. 1



Należy zwrócić uwagę, że „dolny" koniec potencjometru należy w każdym wypadku dołączyć do masy wzmacniacza. Dla wzmacniaczy zasilanych napięciem pojedynczym (np. TDA7056 lub TDA1554) masą jest minus zasilania. Dla wzmacniaczy o zasilaniu symetrycznym (np. TDA1514, TDA2030...2052), masą jest punkt środkowy, a nie minus zasilania.

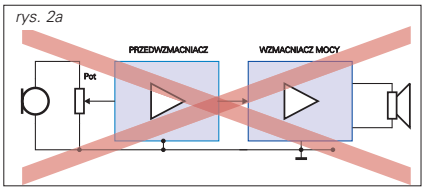
Wartość rezystancji potencjometru nie jest krytyczna. Można stosować potencjometry o rezystancji 1kΩ...100kΩ. Najczęściej używane są potencjometry 10kΩ.

Do regulacji głośności nie powinno się używać potencjometrów liniowych, zawierających literkę A w oznaczeniu, a raczej potencjometry o tak zwanej charakterystyce wykładniczej, mające literkę B w oznaczeniu – np. 22kΩ B. Użycie potencjometru „A" nie jest znaczącym błędem, chodzi tylko o to, że charakterystyka regulacji potencjometru „B" jest dopasowana do czułości ludzkiego ucha.

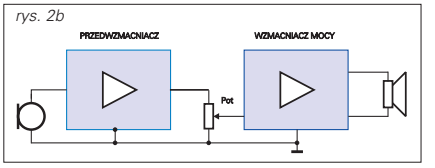
Przy praktycznych próbach ze wzmacniaczami mocy trzeba jednak pamiętać, że wszystkie wzmacniacze mocy mają małą czułość, o wiele za małą do bezpośredniej współpracy z mikrofonem. Dlatego do wzmacniacza mocy (z dodanym potencjometrem) można podać bezpośrednio sygnał z magnetofonu, kompaktu czy radia mający napięcie (skuteczne) rzędu kilkuset miliwoltów, a nie warto podłączać mikrofonu dającego sygnał o napięciu rzędu kilku miliwoltów. Mały sygnał z mikrofonu należy wzmocnić w przedwzmacniaczu. **Rysunek 2** pokazuje dwa przykłady włączenia potencjometru regulacyjnego. Sposób z rysunku 2a jest ewidentnie błędny, dlatego jest przekreślony. Takie włączenie zwiększa poziom szumów i w pewnych sytuacjach może powodować wzrost poziomu ewentualnych obcych zakłóceń.

Prawidłowy sposób pokazany jest na rysunku 2b.

rys. 2a



rys. 2b



c.d.

Natomiast świetlówki mają sprawność znacznie większą, rzędu kilkudziesięciu procent.

Przyjmijmy, że żarówka ma sprawność 10%. Można powiedzieć, że żarówka „setka", z pobranych 100W mocy elektrycznej tylko 10W oddaje w postaci światła. Tymczasem nowoczesna energooszczędna świetlówka ma sprawność około 40%. Taka świetlówka pobiera 25 watów mocy elektrycznej, z czego 40%, czyli też 10W (!) oddaje w postaci światła. To cała tajemnica!

W praktyce zamiast sprawności podawanej w procentach, skuteczność źródła światła wyraża się w lumenach na wat. Lumen (lm) to jednostka strumienia świetlnego. Skuteczność typowych żarówek wynosi około 12lm/W, świetlówek 50...70lm/W. Największą wydajność świetlną, wynoszącą aż 150...190lm/W mają lampy sodowe, używane do oświetlania ulic. Niestety, lampy te mają ograniczony zakres zastosowań, bowiem dają monochromatyczne, żółte światło.

POCZTA POCZTA POCZTA POCZTA

W rubryce „Poczta” zamieszczamy fragmenty Waszych listów oraz nasze odpowiedzi na pytania i propozycje. Elektronika dla Wszystkich to nasze wspólne pismo i przez tę rubrykę chcemy zapewnić jak najbardziej żywy kontakt redakcji z Czytelnikami. Prosimy o listy z oczekiwaniami w stosunku do nas, z propozycjami tematów do opracowania, ze swoimi problemami i pytaniami. Postaramy się w miarę możliwości spełnić Wasze oczekiwania.

Specjalną częścią „Poczty” jest kącik tropicieli chochlika drukarskiego „Errare humanum est”. Wśród Czytelników, którzy nadeślą przykłady błędów, będą co miesiąc losowane nagrody w postaci kitów z serii AVT-2000.

Piszcie więc do nas, bardzo cenimy wasze listy, choć nie na wszystkie możemy szczegółowo odpowiedzieć.

Jest to nasza wspólna rubryka, dlatego będziemy się do Was zwracać po imieniu, bez względu na wiek.

Pozdrawiamy: Rafała Domagalskiego ze Szczecina, Mariusza Góraszczyka z Olkusza, Pawła Bardowskiego z Uniejowic, Jakuba Kaczmarskiego ze Starachowic, Zygmunta Janowicza z Mrzeżyna, Macieja Perkowskiego z Białegostoku, Jarosława Rolnika z Poznania, Macieja Godzałę z Targowisk, Marcina Kozłowskiego z Zabrza, Rafała Ambroziaka ze Zgierza, Wojtka Krzywickiego z Jędrzejowa, Mariusza Długosza z Katowic, Nikodema Muszyńskiego z Żyrardowa, Jakuba Mikiansa z Elbląga, Mateusza Brzostka z Warszawy, Leszka Mrozińskiego z Bydgoszczy, Krzysztofa Szkobodzińskiego z Białegostoku,

Uwagi do rubryki *Errare humanum est* przysłali ostatnio: **Łukasz Podgórnik** z Dąbrowy Tarnowskiej, **Dariusz Długosz** z Katowic, **Jacek Koronkiewicz** z Olsztyna, **Adam Robaczewski** z Wejherowa, **Tomek Jędras** z Lubina i **Marcin Wiązania** z Gacek,

Nagrodę otrzymuje **Jacek Koronkiewicz** z Olsztyna.

SGS-THOMSON MICROELECTRONICS

Płyty CD-ROM zawierające pełne dane techniczne półprzewodników firmy SGS-Thomson otrzymują:

Ryszard Gątarek z Istebnej
Bogdan Taranta z Wrocławia

- Nadchodzą listy z najróżniejszymi pytaniami. Niektóre kierowane są do Skrzynki Porad, na inne odpowiadamy w Poczcie, niekiedy udzielamy odpowiedzi indywidualnej. Trzeba jednak stwierdzić, że na niektóre pytania niedawno odpowiadaliśmy, a nadal powtarzają się w listach. Wygląda na to, że niektórzy powinni czytać EdW trochę dokładniej i częściej sięgać do starszych numerów.
  Na jeszcze inne pytania nie odpowiadamy bo są albo zbyt naiwne, albo świadczą o braku dobrych chęci, a odpowiedź bez trudu można znaleźć samodzielnie w książkach czy starszych numerach EdW. Na przykład jeden z czytelników prosi o schemat lasera, którym można przestrzelić jabłko. Nie pisze jednak czy to miałoby być takie zwykłe jabłko z drzewa, czy może jabłko Adama jednego z kolegów. I co my mamy odpowiedzieć osobie, która po skonstruowaniu takiego lasera prawdopodobnie stałaby się przypadkowym mordercą?

- Po raz n+1 powtarzamy, że wszystkie archiwalne numery EdW (od stycznia 1996) można zamówić, najlepiej korzystając z przedpłaty. I tu po raz niezliczony odsyłamy na stronę 88 każdego wydania EdW, gdzie podano zasady przedpłaty. Po raz niezliczony przypominamy też, że można zamówić tylko całe numery archiwalne, a nie można zamówić odbitek ksero poszczególnych artykułów. Można natomiast zamówić odbitki ksero z artykułów z czasopism zagranicznych, prezentowanych w rubryce Świat hobby w siostrzanej Elektronice Praktycznej.

- Jeden z Czytelników pyta, czy zamawiając płytki AVT otrzyma instrukcję montażu? Odpowiadamy: kupując zestaw AVT, zarówno grupy A (czyli płytkę) jak i grupy B (komplet części), nabywca otrzymuje zawsze kompletną kserokopię artykułu z EdW lub EP, gdzie układ był opisany.

- Nadal nadchodzi też wiele listów z prośbami o nadajniki CB o zasięgu kilku, kilkunastu kilometrów. Już wielokrotnie pisaliśmy, że ze względu na obowiązujące przepisy takiego urządzenia nie zaprezentujemy, a ponadto wykonanie we własnym zakresie dobrego radia CB na pewno będzie kosztować więcej, niż urządzenie fabryczne niezłej klasy.

- Przy okazji informujemy, że wysokość honorarium w Forum Czytelników została podniesiona i wynosi 120zł za stronę brutto. Kilka układów czeka od pewnego czasu na publikację w tym dziale, jednak ogólnie rzecz biorąc, nie są to konstrukcje najwyższych lotów. Otworem stoi rubryka Hyde Park. Wszystkich chętnych zapraszamy też do nadsyłania swoich układów jako artykułów do działu Elektronika-2000 w ramach stałego konkursu, gdzie podstawowa stawka wynosi 180 zł za stronę brutto. W tym numerze prezentujemy cztery projekty naszych Czytelników, a oddzielny artykuł precyzuje nasze oczekiwania, jeśli chodzi o formę nadsyłanych materiałów.

- Ostatnio otrzymaliśmy kilka doniesień, że poczta odesłała paczkę z modelem wysłanym do Szkoły Konstruktorów z powrotem do nadawcy. Trudno nam określić przyczynę. W każdym razie są to nieliczne wyjątki. Powodem może być niedokładny adres. Na przesyłce warto napisać nie tylko adres (do wyboru są dwa adresy: ul. Burleska 9 01-939 albo skrzynka pocztowa 134 00-967 Warszawa 86), ale także trzeba napisać: Redakcja EdW Szkoła Konstruktorów, Zadanie numer XX.
  Sporo korespondencji adresujecie na skrzynkę pocztową, nie podając że chodzi o EdW. Potem taka korespondencja jest segregowana w sekretariacie AVT i czasem może zostać błędnie zakwalifikowana do innej redakcji. Dlatego zawsze piszcie, czy jest to zamówienie dla działu handlowego, czy list do Redakcji EdW.
  Jeśli ktoś chce, może osobiście dostarczyć paczkę czy list do sekretariatu AVT.

- W ciągu ostatnich miesięcy nadeszło kilka listów z prośbami o przedstawienie projektów opisujących budowę amatorskich zestawów głośnikowych. Kilku kolegów dopomina się, by zaprezentować katalog głośników firmy Tonsil.
  Ponieważ listów jest w sumie niewiele, nie jesteśmy do końca przekonani, czy należy zajmować się takimi sprawami na łamach EdW. Nie wiemy bowiem, ile osób byłoby zainteresowanych samodzielną budową tak zwanych kolumn czyli zestawów głośnikowych. Zagadnienie rzeczywiście nie jest łatwe i naprawdę dobrych parametrów nie da się osiągnąć bez zainwestowania znaczącej sumy pieniędzy w zakup porządnych głośników. Ale same głośniki to nie wszystko. Wykonanie dobrej obudowy to też niełatwe zadanie. Czy rzeczywiś-

cie warto samemu przeprowadzać eksperymenty? Ilu Czytelników EdW byłoby zainteresowanych tematem?

Jesteśmy gotowi przedstawić skrócony katalog głośników, ale czy zainteresuje to szersze grono Czytelników? Możemy też zrobić rozeznanie jeśli chodzi o możliwości zakupu głośników drogą wysyłkową.

Prosimy o listy w tej sprawie z dopiskiem „Głośnik".

Otrzymaliśmy kilka listów od osób, do których uśmiechnęło się szczęście przy losowaniu nagród z dorocznej ankiety. Oto jeden z takich listów:

Kochana redakcjo!

Nazywam się Lucjan Zieliński, mieszkam w Szczecinie, i piszę ten krótki list, by podziękować za upominek, który otrzymałem. Jestem bardzo wdzięczny.

Teraz mam 100% pewność, że wszystkie listy czytacie! Jesteście COOL!!! Pierwszy raz w życiu otrzymałem coś za darmo i dziękuję za pozdrowienia, które jak zobaczyłem, to serce zaczęło podskakiwać z radości. Jeszcze raz z całego serca dziękuję! Pozdrowienia dla całej Redakcji!

Z poważaniem
Lucjan Zieliński

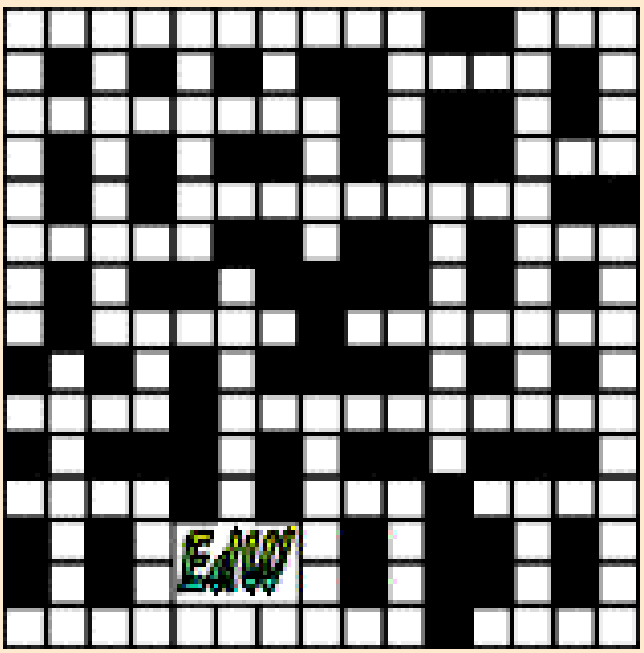
Bardzo ciekawy list z uwagami na temat dostępu do podzespołów elektronicznych w małych miasteczkach i na wsi, oraz na temat sytuacji w szkołach nadesłał **Ryszard Gątarek** z Istebnej. Przedstawił on, jak wygląda sytuacja młodego elektronika – hobbysty, mieszkającego z dala od dużych miast. Pokazał też niedostatki systemu oświaty, który nie jest w stanie zapewnić uczniom dostępu do nowoczesnej elektroniki. List zawiera także cenne uwagi na temat środowiska elektroników-amatorów ogłaszających się i korzystających z ogłoszeń w prasie elektronicznej. Wspomina o nierealnych marzeniach i naciąganiu naiwnych na koszty. Między innymi pisze: *(...) Sam próbowałem wykonać dwie takie przystawki oscyloskopowe do odbiornika TV, ale nie poradziłem sobie z zestrojeniem. Dałem nawet ogłoszenie do EdW 3/98. Dotąd żadnego odzewu, choć dwaj panowie: z Karpacza i z Wrocławia reklamują się, że sprzedają składaki, a gdy układ nie działa, to ich już nie obchodzi. (...)*

W pełni zgadzamy się z uwagami, którymi podzielił się z nami Ryszard. Staramy się zachować równowagę między nowoczesnymi układami, których może nie sposób kupić w małych miasteczkach (ale zawsze można zamówić w licznych poważnych firmach wysyłkowych), a prostymi, trochę może starszymi układami, które można zbudować nawet z elementów pochodzących z odzysku ze starej aparatury elektronicznej. Wspieramy też najzdolniejszych młodych elektroników. A Ryszardowi, który jest nauczycielem wysłaliśmy już płytę CD-ROM z katalogiem półprzewodników firmy SGS-Thomson.

Krzyżówka

A oto hasła krzyżówki (dla ułatwienia ułożone w kolejności od najdłuższych do najkrótszych):

- Opór pozorny
- Operacyjny lub mocy
- Magnetorezystor
- Największa dopuszczalna odchyłka
- Sterowane źródło prądowe
- Np. kwarcowy
- Do pomiaru rezystancji
- Dielektryk
- Mózg komputera
- Funkcja realizowana przez inwerter
- Odczytująca lub zapisująca
- Współczynnik kąta stratności kondensatora
- Jon „+" w półprzewodniku
- Kod, inaczej paskowy
- W kuchni i w studiu nagraniowym
- Jednostka indukcji magnetycznej
- Inaczej radiolokator
- Wyprowadzenie plusa diody
- Przedrostek 10^{-9}
- Pomiaru, względny lub bezwzględny
- Typ transformatora z telewizora
- Technologia układów z serii 4000
- Jednostka indukcyjności
- Elektroda dodatnia ogniwa
- ...elektroniczny, stare telewizory, radia itp.
- Wyprowadzenie tranzystora unipolarnego
- Oznaczenia kondensatora z folii poliestrowej metalizowanej
- Drugorzędny składnik lutowia
- Bramki z 4001
- Kit AVT-2109
- Wydaje *Elektronikę dla Wszystkich*
- Właśnie ją czytasz



EdW, wzmacniacz, gaussotron, złom, tolerancja, tranzystor, rezonator, henr, omomierz, TDO, izolator, nano, procesor, negacja, głowica, dziura, barwny, mikser, impedancja, tesla, impedancja, radar, anoda, błąd, impedancja, CMOS, plus, dren, MKSE, ołów, NOR, tangens,AVT,